

С. В. НАЗАРОВ

ТРАНЗИСТОРНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

ББК 32.842
Н19
УДК 621.316.722.1:621.382.3

Назаров С. В.

Н19 Транзисторные стабилизаторы напряжения.— М.: Энергия, 1980.—96 с. (Массовая радиобиблиотека.— Вып. 1007).

50 к.

В книге дано описание принципа построения и работы различных транзисторных стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием; проведена их сравнительная оценка. Приведены основные соотношения по расчету элементов стабилизаторов и практические схемы стабилизаторов различных типов. Даны рекомендации по конструированию и налаживанию стабилизаторов.

Брошюра рассчитана на широкий круг радиолюбителей.

Н $\frac{30404\text{-}011}{051(01)\text{-}80}$ 242-80. 2402020000 ББК 32.842 6Ф2.14

Станислав Викторович Назаров

ТРАНЗИСТОРНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Редактор Э. М. Ромаш
Редактор издательства Т. В. Жукова
Обложка художника Т. Н. Хромовой
Технический редактор Н. М. Пушкарева
Корректор М. Г. Гулина
ИБ № 1170

Сдано в набор 23.10.79 Подписано в печать 12.12.79 Т-22511
Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2 Гарн. шрифта литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 5,04 Уч.-изд. л. 6,49
Тираж 40 000 экз. Заказ 325 Цена 50 к.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Источники питания являются одним из наиболее распространенных узлов современной радиоэлектронной аппаратуры. Качество источников питания — надежность, экономичность, эксплуатационные свойства, габариты — в значительной мере определяет технические показатели устройства в целом.

Постоянное повышение требований к техническим характеристикам радиоэлектронных устройств приводит к тому, что и ко вторичным источникам питания предъявляются все более жесткие требования.

Напряжение всякого источника питания, будь то аккумуляторная батарея или выпрямитель, как правило, нестабильно. Например, напряжение аккумуляторных батарей снижается по мере их разряда, напряжение на выходе выпрямителя зависит от напряжения питающей сети переменного тока. Кроме того, изменение тока, потребляемого радиоэлектронным устройством в процессе его работы, также ведет к изменению напряжения питания, причем эти изменения тем значительнее, чем больше внутреннее сопротивление источника. Нестабильность питающих напряжений вызывает изменение режимов работы радиоэлектронной аппаратуры. Так, например, уменьшение напряжения питания радиоприемника ведет к уменьшению его выходной мощности и увеличению нелинейных искажений. При значительном снижении напряжения питания исчезают колебания гетеродина и прием радиосигналов прекращается. При пониженном напряжении питания телевизора ухудшается качество изображения на его экране. Значительное увеличение питающего напряжения может вызвать пробой конденсаторов, перегрев компонентов аппаратуры и другие явления, приводящие к выходу ее из строя.

Таким образом, для питания современной радиоэлектронной аппаратуры бытового назначения, а особенно электрорадиоизмерительной и специальной аппаратуры нужно иметь напряжение повышенной стабильности. Этим обусловлен тот факт, что абсолютное большинство источников питания транзисторной радиоэлектронной аппаратуры выполняется с использованием стабилизаторов напряжения или тока. Развитие полупроводниковой техники дало возможность получить достаточно простые высокостабильные источники практически любой мощности. В качестве таких источников большое распространение получили транзисторные стабилизаторы напряжения, обладающие хорошей экономичностью, малой массой и габаритами. Они позволяют обеспечить питание различных нагрузок (в том числе и импульсного характера), широкий диапазон стабилизированных напряжений от долей до нескольких сотен вольт, токи нагрузок от нескольких миллиампер до нескольких ампер, низкое внутреннее сопротивление и т. п.

Для создания стабилизаторов, отвечающих требованиям современной радиоэлектронной аппаратуры, необходимо проводить выбор оптимальных схемотехнических решений и конструкций, использовать микросхемную элементную базу, современные транзисторы и малогабаритные дискретные элементы, широко использовать унифицированные конструктивно-технологические решения. В то же время широко распространенные в радиолюбительской практике схемы стабилизаторов напряжения не всегда удовлетворяют предъявляемым требованиям. Поэтому в брошюре основное внимание уделено вопросам улучшения качественных показателей и защиты стабилизаторов последовательного действия, повышению экономичности стабилизаторов напряжения параллельного типа, рассмотрению ряда эффективных и достаточно простых практических схем стабилизаторов различных типов, а также вопросам расчета, конструирования и отладки стабилизаторов.

Поскольку в радиолюбительской практике нашли применение в основном низковольтные стабилизаторы напряжения с непрерывным регулированием, материал книги излагается применительно к стабилизаторам этого типа.

Отзывы просим присылать по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия», редакция массовой радиобиблиотеки.

Автор

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Стабилизатором напряжения принято называть устройство, включаемое в канал передачи энергии (рис. 1) с целью уменьшения относительных изменений напряжения на потребителе энергии при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

Дестабилизирующие факторы можно разделить на внешние и внутренние. К внешним факторам относятся изменение входного питающего напряжения, сопротивления нагрузки, колебания температуры окружающей среды, а также ряд других: воздействия электрических и магнитных полей, излучений, влаги, атмосферного давления и т. п. Последние мало влияют на величину стабилизированного напряжения и учитываются лишь в специальных случаях.

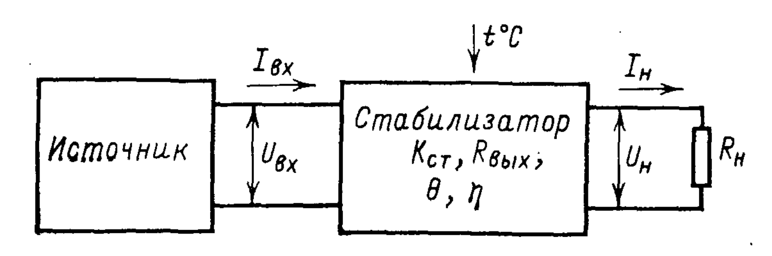


Рис. 1. Параметры стабилизатора напряжения.

К внутренним дестабилизирующим факторам относятся изменения напряжений источников внутри самого стабилизатора, изменение параметров (нестабильность) различных элементов схем — транзисторов, резисторов и т. д. Эти факторы связаны в основном с процессом старения или произвольным дрейфом параметров отдельных элементов.

Любой дестабилизирующий фактор может изменяться в определенных пределах, которые называются границами его изменения, от некоторого номинального значения до минимального и максимального значений. Дестабилизирующие факторы могут действовать таким образом, что вызванные ими изменения выходного напряжения стабилизатора совпадают по знаку. Однако при одновременном изменении нескольких дестабилизирующих факторов возможны и такие случаи, когда изменение одного из них компенсирует воздействие других.

Из перечисленных дестабилизирующих факторов основными, влияющими на стабильность выходного напряжения, являются ко-

лебания питающего напряжения $U_{вх}$, изменение сопротивления нагрузки $R_н$, колебания температуры окружающей среды $T_с$ и изменение параметров элементов схемы стабилизатора. Поэтому характеристики стабилизаторов обычно рассматриваются как функции перечисленных переменных.

Стабилизаторы напряжения характеризуются следующими параметрами.

Номинальное входное напряжение $U_{вх}$ — номинальное напряжение источника электроэнергии (выпрямителя, аккумулятора, преобразователя и т. д.), осуществляющего питание нагрузки через стабилизатор заданным номинальным током.

Стабилизатор должен обеспечивать требуемые выходные параметры при заданных допустимых отклонениях входного напряжения от номинального в сторону увеличения $\delta_{1в}$ и в сторону уменьшения $\delta_{1н}$. Обычно эти отклонения выражают в относительных единицах, в процентах или в виде дробей:

$$\delta_{1в} = (U_{вх.макс} - U_{вх})/U_{вх};$$
$$\delta_{1н} = (U_{вх} - U_{вх.мин})/U_{вх}.$$

По заданным $\delta_{1в}$ и $\delta_{1н}$ можно определить максимальное $U_{вх.макс}$ и минимальное $U_{вх.мин}$ входные напряжения стабилизатора:

$$U_{вх.макс} = U_{вх}(1+\delta_{1в});$$
$$U_{вх.мин} = U_{вх}(1-\delta_{1н}).$$

Номинальное выходное напряжение $U_н$ — стабилизированное напряжение, поступающее с выхода стабилизатора для питания нагрузки.

В ряде случаев могут быть заданы пределы регулировки выходного напряжения от минимального $U_{н.мин}$ до максимального $U_{н.макс}$:

$$\left.\begin{aligned} U_{н.макс} &= U_н(1+\delta_2); \\ U_{н.мин} &= U_н(1-\delta_2), \end{aligned}\right\}$$

где δ_2 — диапазон регулировки выходного напряжения стабилизатора; $\delta_2 = (U_{н.макс} - U_н)/U_н = (U_н - U_{н.мин})/U_н$.

Номинальный выходной ток $I_н$ — ток, потребляемый нагрузкой. Стабилизатор может быть рассчитан либо на постоянную нагрузку ($I_н = \mathrm{const}$), либо на переменную. В последнем случае задаются максимальное $I_{н.макс}$ и минимальное $I_{н.мин}$ значения токов нагрузки (в частном случае может быть $I_{н.мин} = 0$) и диапазон изменения тока нагрузки $\Delta I_н = I_{н.макс} - I_{н.мин}$.

Относительная нестабильность выходного напряжения δ_U характеризует допустимое относительное отклонение стабилизированного напряжения от его номинального значения при воздействии различных дестабилизирующих факторов. Параметр δ_U определяется выражением

$$\delta_U = \Delta U_н / U_н,$$

где $\Delta U_н$ — абсолютное отклонение стабилизированного напряжения от номинального значения.

Коэффициент стабилизации $K_{ст}$ характеризует стабильность выходного напряжения $U_н$ при изменении входного напряжения $U_{вх}$

и показывает, во сколько раз улучшается стабильность выходного напряжения по сравнению со стабильностью питающего напряжения. Определить $K_{ст}$ можно путем деления относительного изменения питающего напряжения $\Delta U_{вх}/U_{вх}$ на относительную нестабильность выходного напряжения δ_U при неизменном токе нагрузки, т. е.

$$K_{ст}=\frac{\Delta U_{вх}/U_{вх}}{\Delta U_{н}/U_{н}},$$

где $\Delta U_{вх}$ — абсолютное изменение питающего напряжения, равное разности $U_{вх.макс}-U_{вх}$ при максимально допустимом питающем напряжении или разности $U_{вх}-U_{вх.мин}$ при минимально допустимом питающем напряжении.

Коэффициент стабилизации при максимальном увеличении входного напряжения определяется по формуле

$$K_{ст}=\frac{(U_{вх.макс}-U_{вх})/U_{вх}}{\Delta U_{н}/U_{н}}=\frac{\delta_{1в}}{\delta_U}.$$

Аналогично при уменьшении питающего напряжения до минимального коэффициент стабилизации определяется по формуле

$$K_{ст}=\frac{(U_{вх}-U_{вх.мин})/U_{вх}}{\Delta U_{н}/U_{н}}=\frac{\delta_{1н}}{\delta_U}.$$

Выходное сопротивление стабилизатора $R_{вых}$ характеризует стабильность выходного напряжения $U_{н}$ при изменении тока нагрузки $I_{н}$ и неизменном напряжении источника питания $U_{вх}$. Этот параметр определяется как отношение величины, на которую понижается (повышается) напряжение на выходе стабилизатора, к вызвавшему это изменение $U_{н}$ увеличению (уменьшению) тока нагрузки $\Delta I_{н}$, т. е.

$$R_{вых}=\Delta U_{н}/\Delta I_{н}.$$

Пульсации выходного напряжения $U_{н.п}$ — уровень переменной составляющей выходного напряжения. Пульсации оцениваются в среднеквадратических, пиковых значениях или в процентах относительно напряжения $U_{н}$.

Температурный коэффициент напряжения (ТКН) Θ характеризует степень стабильности напряжения $U_{н}$ при изменениях температуры; определяется как отношение изменения напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_{н}$ к вызвавшему его изменению температуры ΔT_{c}:

$$\Theta=\Delta U_{н}/\Delta T_{c}.$$

Коэффициент полезного действия η характеризует экономичность стабилизатора и определяется как отношение мощности, потребляемой нагрузкой, к мощности, поступающей на вход стабилизатора:

$$\eta=\frac{P_{н}}{P_{вх}}=\frac{U_{н}I_{н}}{U_{вх}I_{вх}}.$$

Большая часть рассмотренных параметров и характеристик стабилизаторов входит в исходные данные, задаваемые при проектировании. Кроме того, могут задаваться и другие характеристики, играющие в определенных условиях существенную роль при проек-

тировании схем. К ним, например, относятся необходимость введения регулировки напряжения или тока, защиты от перегрузок и коротких замыканий, показатель надежности, ориентировочные габариты, масса и т. п.

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Принцип стабилизации напряжения. Принцип стабилизации напряжения рассмотрим на примере схемы, приведенной на рис. 2. Напряжение, поступающее от источника питания, подается на нагрузку через регулирующий элемент *РЭ*. Если сопротивление *РЭ* обозначить как $R_{РЭ}$, то, как видно из рис. 2,*б*, напряжение на нагрузке будет определяться сопротивлениями делителя $R_{РЭ}$ и $R_н$:

$$U_н = U_{вх} R_н / (R_{РЭ} + R_н).$$

Выберем напряжение источника питания $U_{вх}$, бóльшее требуемого напряжения на нагрузке, т. е. $U_{вх} > U_н$, тогда

$$U_{РЭ} = U_{вх} - U_н.$$

Пусть напряжение источника $U_{вх}$ увеличилось, тогда для поддержания на нагрузке неизменного напряжения $U_н$ необходимо увеличить сопротивление регулирующего элемента $R_{РЭ}$. Ток нагрузки в этом случае остается неизменным, причем $I_{РЭ} = I_н$.

Предположим теперь, что напряжение $U_{вх}$ уменьшилось. Очевидно, что в этом случае сопротивление регулирующего элемента для поддержания неизменных $U_н$ и $I_н$ необходимо уменьшить. Таким образом, при изменениях входного напряжения в случае постоянного сопротивления нагрузки $R_н$ для поддержания постоянного $U_н$ сопротивление *РЭ* необходимо менять в зависимости от изменения $U_{вх}$, т. е.

$$R_{РЭ} = f(U_{вх}) \text{ при } I_{РЭ} = \text{const}.$$

Пусть теперь напряжение источника $U_{вх}$ остается неизменным, а меняется сопротивление нагрузки $R_н$, а значит, и ток нагрузки $I_н$. В этом случае с ростом (уменьшением) $I_н$, т. е. с уменьшением (увеличением) $R_н$, сопротивление *РЭ* для поддержания постоянного значения $U_н$ необходимо уменьшить (увеличить). Таким образом, для рассматриваемого случая сопротивление *РЭ* необходимо менять в зависимости от изменения тока нагрузки $I_н$, т. е. $R_{РЭ} = f(I_н)$ при $U_{РЭ} = \text{const}$.

Итак, для достижения эффекта стабилизации необходим *РЭ*, обладающий нелинейной вольт-амперной характеристикой. Таким элементом может быть транзистор достаточно большой мощности.

Поясним возможности использования транзистора в качестве *РЭ*, для чего заменим в схеме на рис. 2,*б* сопротивление $R_{РЭ}$ переходом коллектор — эмиттер транзистора *Т* (рис. 3,*а*). Нестабильность напряжения источника питания стабилизатора зададим двумя выходными (нагрузочными) характеристиками (зависимостями напряжения $U_{вх}$ от тока нагрузки $I_н$). На рис. 3,*б* одна нагру-

зочная характеристика соответствует минимальному напряжению источника питания, а вторая — максимальному. Напряжение коллектор — эмиттер транзистора T равно разности между напряжением источника питания $U_{\text{вх}}$ и стабилизированным напряжением $U_{\text{н}}$ на нагрузке $R_{\text{н}}$.

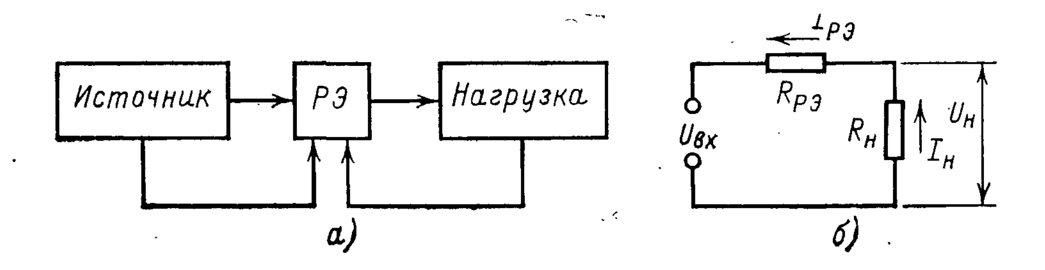


Рис. 2. Параметрический стабилизатор напряжения.

Рис. 3. Использование транзистора в качестве регулирующего элемента.

Для пояснения работы транзистора T как нелинейного регулирующего элемента воспользуемся методом наложения выходных характеристик источника на характеристики транзистора. Отложив влево от нулевой точки характеристики транзистора $I_{\text{К}}=f(U_{\text{КЭ}})$ напряжение $U_{\text{н}}$, проведем прямую OA. От этой прямой отложим вправо напряжение источника питания $U_{\text{вх}}$, считая ток нагрузки $I_{\text{н}}$, потребляемый от источника, равным коллекторному току транзистора $I_{\text{К}}$.

Выполненное построение позволяет определить область выходных характеристик транзистора, в которой перемещается рабочая точка при изменениях входного напряжения и тока нагрузки. Для этого проведем две горизонтальные прямые, соответствующие токам $I_{н.мин}$ и $I_{н.макс}$. Рабочая область ограничивается отрезками этих прямых, лежащими между кривыми нагрузочных характеристик источника входного напряжения (она заштрихована на рис. 3,*в*).

При напряжении $U_{вх.макс}$ и токе нагрузки $I_н$ рабочая точка находится в точке *B* пересечения нагрузочной характеристики источника питания с выходной вольт-амперной характеристикой транзистора, соответствующей току базы $I_{Б1}$.

С уменьшением входного напряжения до $U_{вх.мин}$ рабочая точка при условии сохранения тока базы $I_{Б1}$ перемещается вдоль соответствующей выходной характеристики транзистора в точку *C*. Угол наклона прямой *BC* к оси $U_{КЭ}$ характеризует внутреннее динамическое сопротивление регулирующего транзистора

$$R_{д1} = \Delta U_{КЭ1}/\Delta I_{К1}.$$

Поскольку в выделенной на рис. 3,*в* рабочей области вольт-амперные характеристики линейны и практически параллельны оси $U_{КЭ}$, то внутреннее динамическое сопротивление транзистора очень велико (теоретически его можно считать бесконечным). Иными словами, регулирующий транзистор представляет собой источник тока. Это означает, что при изменении входного напряжения от $U_{вх.макс}$ до $U_{вх.мин}$ уменьшается падение напряжения на переходе коллектор — эмиттер транзистора и почти не меняется ток, протекающий через него. Так как сопротивление нагрузки $R_н$ при изменении напряжения источника $U_{вх}$ не меняется, то напряжение на нагрузке остается практически постоянным.

Рассмотренное свойство регулирующего транзистора как источника тока сохраняется в диапазоне изменения входного напряжения источника, питания, при котором рабочая точка перемещается в активной области характеристик транзистора. При смещении рабочей точки в область насыщения ($U_{КЭ\ мин} < U_{Кр}$) внутреннее динамическое сопротивление транзистора резко падает (рис. 3,*в*) и работоспособность стабилизатора нарушается.

Рассмотрим теперь «поведение» регулирующего транзистора при изменении тока нагрузки. Пусть в исходном состоянии рабочая точка находится в точке *B*, а ток нагрузки увеличивается от $I_н$ до $I_{н.макс}$. В этом случае рабочая точка перемещается из точки *B* в точку *D*, соответствующую выходной характеристике транзистора с током коллектора $I_К = I_{н.макс}$ и током базы $I_{Б2}$. Внутреннее динамическое сопротивление транзистора определится как

$$R_{д2} = \Delta U_{КЭ2} / \Delta I_{К2}.$$

По рис. 3,*в* можно видеть, что внутреннее сопротивление транзистора в этом случае мало (теоретически его можно принять равным нулю). Таким образом, в данном случае транзистор аналогичен источнику напряжения. Это означает, что при неизменном входном напряжении, так как падение напряжения на внутреннем сопротивлении регулирующего транзистора незначительно,

напряжение на нагрузке с изменением тока нагрузки практически не меняется.

Классификация стабилизаторов напряжения по способам управления и включения РЭ. Простейшие стабилизаторы состоят из одного РЭ, включаемого непосредственно в силовую цепь, по которой напряжение поступает в нагрузку. При этом если РЭ работает как управляемое сопротивление в течение всего времени работы стабилизатора, то такие стабилизаторы называют стабилизаторами непрерывного действия или стабилизаторами с непрерывным регулированием.

Переключающие свойства транзисторов позволяют также строить схемы стабилизаторов с импульсным регулированием. В этом случае РЭ работает как переключатель. Регулируя определенным образом моменты отпирания и запирания такого РЭ, на нагрузке можно получить стабильное среднее напряжение при нестабильном входном напряжении. Достоинством импульсного режима регулирования является возможность достижения высокой экономичности стабилизаторов. Однако в радиолюбительской практике импульсные стабилизаторы напряжения пока не нашли широкого применения. (Далее этот класс схем в книге не рассматривается.)

В зависимости от вида управления регулирующим элементом различают стабилизаторы *параметрические, компенсационные* и *комбинированные.*

Параметрическими называют стабилизаторы, у которых РЭ воздействует на выходное напряжение таким образом, чтобы приблизить его к заданному без оценки их разницы. В таких стабилизаторах нет обратной связи с выхода стабилизатора на вход РЭ, поэтому управляющий сигнал не зависит от выходного напряжения. Это наиболее простые, но и наименее совершенные стабилизаторы.

Другой вид управления заключается в получении управляющего воздействия на РЭ путем сравнения выходного стабилизированного напряжения с заданным напряжением, называемым опорным. Стабилизаторы, использующие этот вид управления, называются компенсационными. Для получения управляющего сигнала они содержат (рис. 4,*а*) источник опорного напряжения $U_о$, измерительный элемент *И*, элемент сравнения *ЭС*, а также усилитель *У*, необходимый для усиления сигнала рассогласования между опорным и выходным напряжениями. Как видно из схемы, контур управления РЭ в этом случае замкнут за счет обратной связи, поступающей с выхода стабилизатора, и управляющий сигнал зависит от выход-

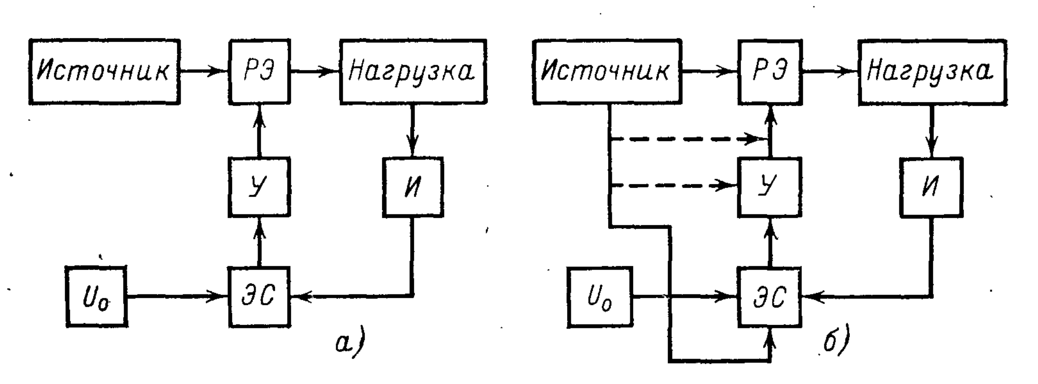


Рис. 4. Структурные схемы стабилизаторов напряжения с обратными связями.

ного напряжения. Такие стабилизаторы называют иногда стабилизаторами с обратными связями. Они представляют собой типичный пример системы автоматического регулирования.

В комбинированных стабилизаторах напряжения РЭ управляется параметрически и через обратные связи. При этом сигнал параметрического управления может подаваться непосредственно на управляющий вход или подаваться в канал обратной связи. Структурная схема таких стабилизаторов приведена на рис. 4,*б*.

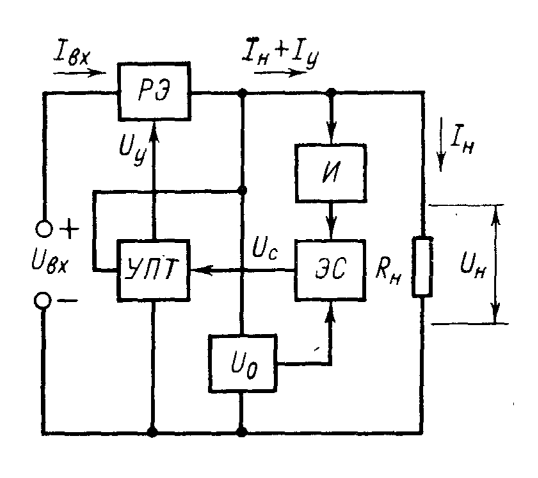


Рис. 5. Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа.

По способу включения регулирующего элемента различают *последовательную и параллельную* схемы стабилизации напряжения. В первом случае РЭ включается последовательно с нагрузкой, а стабилизаторы называют стабилизаторами последовательного типа. Во втором РЭ включается параллельно с нагрузкой, а стабилизаторы называются стабилизаторами параллельного типа. Параметрические стабилизаторы обычно выполняются параллельного типа, а компенсационные как последовательного типа, так и параллельного.

Следует иметь в виду, что приведенная классификация стабилизаторов напряжения учитывает воздействие только одного из основных дестабилизирующих факторов — изменения величины питающего напряжения. В случае учета других факторов (тока нагрузки, температуры и т. п.) структурные схемы могут дополняться обратными связями, которые компенсируют эти воздействия.

Стабилизаторы напряжения последовательного типа. Структурная схема компенсационного стабилизатора последовательного типа приведена на рис. 5. Стабилизатор представляет собой управляемый делитель напряжения, в верхнем плече которого включен регулирующий элемент, а в нижнем нагрузка.

Для такого стабилизатора характерно примерное равенство входного тока $I_{вх}$ току нагрузки $I_н$, так как ток, потребляемый схемой управления стабилизатора, много меньше тока нагрузки ($I_н \gg I_у$).

В связи с этим последовательные схемы обладают значительным к. п. д. и малым потреблением в режиме холостого хода (при $I_н = 0$).

Рассмотрим работу такого стабилизатора. Предположим, что в результате некоторого воздействия (увеличение входного напряжения, уменьшение тока нагрузки и т. п.) напряжение на выходе стабилизатора $U_н$ повысилось, в результате чего напряжение на выходе измерительного элемента превысило опорное напряжение $U_о$. В этом случае напряжение на выходе элемента сравнения будет $U_с = U_н k_д - U_о$ (где $k_д$ — коэффициент деления выходного напряжения измерительным элементом). Это напряжение усиливается усилителем постоянного тока *УПТ* и поступает для управления регулирующим элементом. Под действием управляющего напряжения $U_у$

падение напряжения на *РЭ* увеличивается, а следовательно, напряжение на выходе стабилизатора будет уменьшаться. Этим обеспечивается отрицательная обратная связь в схеме.

В установившемся режиме выходное напряжение стабилизатора сохраняется практически постоянным; малый уровень его изменения (нестабильность) $\Delta U_н$ при воздействии дестабилизирующих факторов будет тем меньше, чем больше коэффициент усиления *УПТ*.

Стабилизаторы напряжения параллельного типа. Структурная схема типового компенсационного стабилизатора параллельного типа приведена на рис. 6. Подобно стабилизатору последовательного типа данный стабилизатор также представляет собой делитель напряжения. Одно плечо делителя образует балластный резистор $R_б$, другое — нелинейный *РЭ*. Входное напряжение $U_{вх}$ подается на делитель напряжения, а нагрузка включается параллельно *РЭ*.

Особенностью параллельной схемы является неизменный входной ток при постоянном входном напряжении:

$$I_{вх} = I_{РЭ} + I_н + I_у.$$

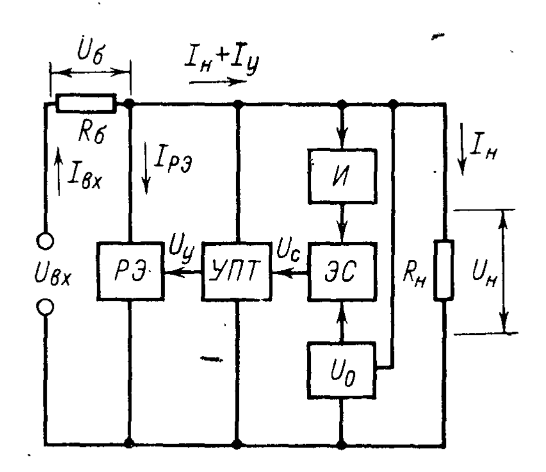


Рис. 6. Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения параллельного типа.

Это связано с тем, что в режиме, близком к холостому ходу, для сохранения неизменного напряжения $U_н$ через *РЭ* должен протекать ток, равный номинальному току нагрузки. Поэтому стабилизаторы параллельного типа имеют довольно низкий к. п. д. 0,3—0,4.

Работа стабилизатора напряжения параллельного типа в принципе аналогична работе стабилизатора последовательного типа. Рассмотрим, например, случай повышения напряжения $U_{вх}$. Очевидно, что при этом возрастет напряжение на нагрузке. Это приведет к тому, что напряжение на выходе измерительного элемента *И* превысит опорное напряжение и на выходе элемента сравнения будет действовать сигнал $U_с = U_н k_д - U_0$. Усиленный сигнал подается на управляющий вход *РЭ*. Под действием управляющего напряжения $U_у$ увеличивается ток через *РЭ* $I_{РЭ}$, в результате чего возрастает падение напряжения на балластном резисторе, а выходное напряжение уменьшается. Процесс регулирования закончится при достижении (с некоторой точностью) напряжением $U_н$ своего номинального значения.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

Каждый из рассмотренных типов стабилизаторов напряжения имеет определенные достоинства и недостатки. Поэтому в каждом случае разработки стабилизированного источника питания необходимо учитывать следующее.

Параметрические стабилизаторы напряжения являются наиболее простыми устройствами. Наиболее широкое распространение получили параметрические стабилизаторы на кремниевых стабилитронах. Широкая номенклатура стабилитронов, выпускаемых в настоящее время промышленностью, позволяет выполнять стабилизаторы с выходным напряжением от единиц до сотен вольт. Однако таким стабилизаторам присущ ряд существенных недостатков.

Стабилизаторы напряжения на кремниевых стабилитронах работают эффективно лишь при условии, что ток нагрузки $I_н$ меньше тока через стабилитрон. В противном случае ухудшается стабильность выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки. Большой коэффициент стабилизации можно получить, применяя каскадное соединение стабилизаторов (выход одного соединяется со входом другого). Но к. п. д. такой схемы очень низок. Большинство кремниевых стабилитронов имеет положительный ТКН. При термокомпенсации стабилизаторов последовательным включением со стабилитроном дополнительных диодов в проводящем направлении (при этом их ТКН отрицателен) существенно (в 4—5 раз) снижается коэффициент стабилизации. Все это обусловливает использование таких стабилизаторов только при небольших токах нагрузки (единицы — десятки миллиампер).

Широкое распространение для питания различных нагрузок получили компенсационные стабилизаторы напряжения.

Компенсационные стабилизаторы последовательного типа непрерывного действия обладают значительным к. п. д., экономичностью в режиме холостого хода и высоким коэффициентом стабилизации. Ввиду этих достоинств такие стабилизаторы получили широкое распространение. Однако их весьма существенным недостатком является низкая надежность при перегрузках и в режиме короткого замыкания в цепи нагрузки. Этот режим источника питания является весьма характерным, особенно при экспериментальной работе, когда вероятность перегрузок относительно велика. В стабилизаторе последовательного типа мощный регулирующий транзистор находится непосредственно в цепи нагрузки (см. рис. 5) и при коротком замыкании выходит из строя в течение нескольких миллисекунд вследствие теплового или электрического пробоя. Необходимость создания более эффективной защиты регулирующего транзистора приводит к определенному усложнению и удорожанию последовательных стабилизаторов.

Важнейшим преимуществом стабилизаторов параллельного типа является высокая надежность при перегрузках и коротких замыканиях на выходе. В таких стабилизаторах при перегрузке или замыкании на выходе резко уменьшаются напряжение на мощном регулирующем транзисторе и ток, протекающий через него. Поэтому для таких стабилизаторов фактически не существует проблемы защиты от перегрузок. Стабилизирующие же качества стабилизаторов последовательного и параллельного типов примерно одинаковы.

Основным недостатком компенсационных стабилизаторов параллельного типа является их относительно низкий к. п. д., особенно при работе с малыми токами нагрузки. Однако в последнее время предложены методы, повышающие их к. п. д., что делает такие схемы весьма перспективными.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

РЕГУЛИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В качестве регулирующих элементов в стабилизаторах напряжения с непрерывным регулированием используются транзисторы. Регулирующие транзисторы должны:

1) обеспечивать регулирование заданного тока нагрузки при большом усилении по мощности;

2) обладать достаточной (с учетом заданной выходной мощности стабилизатора и диапазонов изменения входного и выходного напряжений) рассеиваемой мощностью;

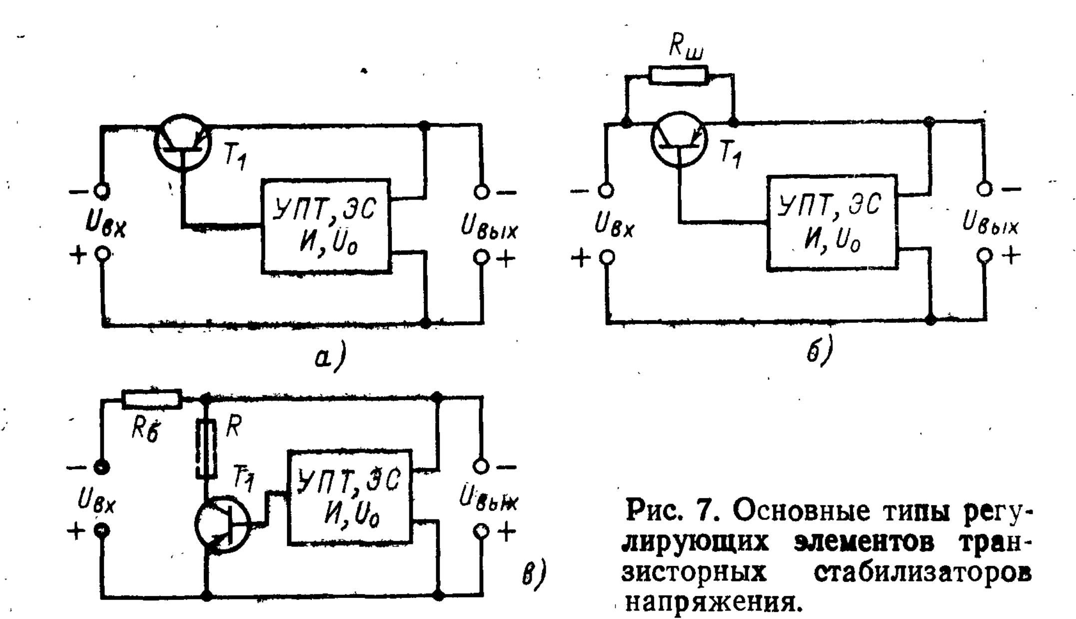


Рис. 7. Основные типы регулирующих элементов транзисторных стабилизаторов напряжения.

3) иметь максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер, позволяющее без опасности пробоя обеспечивать необходимое падение напряжения на переходе коллектор — эмиттер при возможных значениях входного и выходного напряжений стабилизатора.

Существуют три основных типа транзисторных регулирующих элементов в стабилизаторах напряжения — последовательный, последовательный с шунтом и параллельный (рис. 7).

Для уменьшения тока управления регулирующий транзистор выполняется составным из двух или более транзисторов (рис. 8,*а*). Применение составного регулирующего транзистора позволяет существенно улучшить параметры стабилизатора и согласовать мощный регулирующий транзистор с маломощным усилителем постоянного тока (УПТ).

В таком регулирующем элементе при уменьшении нагрузки до нуля (или некоторого минимального значения, близкого к нулю) или повышении температуры базовый ток транзистора T_1 может стать равным нулю или даже переменить направление за счет не-

управляемого обратного тока коллектора. Во избежание запирания транзистора T_2 его режим следует стабилизировать с помощью резистора R_1, по цепи которого протекает дополнительный ток I_{R1}. Ток эмиттера T_2 при этом равен:

$$I_{Э2} = I_н/h_{21ЭT1} - I_{КБОT1} + I_{R1}.$$

Ток I_{R1} выбирается таким, чтобы он несколько превышал максимально допустимый обратный ток $I_{КБО}$ транзистора T_1, соответствующий максимальной температуре окружающей среды. Для стабилизации режима T_2 можно также увеличивать отношение $I_н/h_{21ЭT1}$ за счет включения балластной нагрузки на выходе стабилизатора. Однако такой метод снижает к. п. д. стабилизатора.

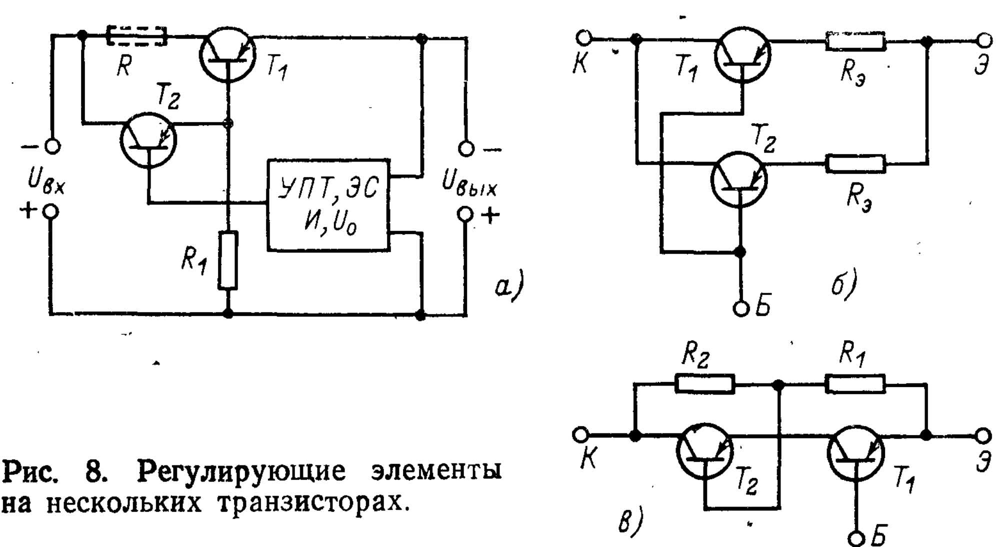


Рис. 8. Регулирующие элементы на нескольких транзисторах.

На практике наибольшее распространение получили стабилизаторы с последовательным включением регулирующего транзистора и нагрузки, обеспечивающие сравнительно большой к. п. д. стабилизатора и небольшую рассеиваемую мощность регулирующего транзистора. Последовательные регулирующие элементы с шунтом используются на практике при постоянном токе нагрузки стабилизатора. В таких стабилизаторах мощность, рассеиваемая регулирующим транзистором, меньше, чем в схеме без шунта при одном и том же значении к. п. д. Стабилизаторы с параллельным включением регулирующего элемента и нагрузки по величине к. п. д. и мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, уступают указанным и применяются в тех случаях, когда короткое замыкание на выходе не должно (без специальных схем защиты) выводить стабилизатор из строя, а также в низковольтных стабилизаторах (с выходным напряжением менее 5 В).

В качестве регулирующих транзисторов могут использоваться низкочастотные и среднечастотные германиевые и кремниевые транзисторы средней и большой мощности (табл. 1). Применение кремниевых транзисторов предпочтительнее, поскольку они (при прочих равных условиях с германиевыми транзисторами) обеспечивают работу стабилизаторов в более тяжелых температурных условиях.

Диапазоны возможных изменений входного и выходного напряжений и тока нагрузки стабилизатора определяются максимально допустимой мощностью, которая может быть рассеяна на транзисторном регулирующем элементе. Как видно из табл. 1, транзисторы, выпускаемые в настоящее время промышленностью, позволяют реализовать в стабилизаторах регулирующие элементы, рассчитанные на широкие диапазоны изменения токов и напряжений. В отдельных случаях для увеличения допустимой мощности, рассеиваемой РЭ, применяется параллельное, а иногда и последовательное соединение нескольких транзисторов.

При этом следует учитывать, что вследствие разброса параметров параллельно включенных транзисторов токи между ними распределяются неравномерно. Бо́льшая часть тока будет протекать через транзистор, имеющий больший коэффициент усиления. Рассеиваемые транзисторами мощности можно выровнять включением в их эмиттерные цепи дополнительных симметрирующих резисторов с небольшими сопротивлениями (рис. 8,*б*). Так как на практике затруднительно подбирать такое сопротивление для каждого транзистора, в практических схемах в эмиттеры всех транзисторов ставят резисторы одного сопротивления. Равномерность распределения нагрузки между транзисторами при этом несколько ухудшается по сравнению с индивидуальным подбором сопротивлений симметрирующих резисторов. Такой способ связан с ухудшением усилительных свойств транзисторов, однако его достоинством является возможность получения мощного регулирующего элемента при использовании относительно маломощных транзисторов.

В стабилизаторах с последовательным включением РЭ и нагрузки на регулирующем транзисторе падает напряжение, представляющее собой разность входного и выходного напряжений стабилизатора. В отдельных случаях (высоковольтные стабилизаторы, широкий диапазон регулировки выходного напряжения, необходимость работы при больших колебаниях входного напряжения) эта разность может превышать максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер регулирующего транзистора, имеющегося в распоряжении радиолюбителя. В этом случае необходимо использовать последовательное соединение нескольких транзисторов. Одна из наиболее распространенных схем последовательного соединения двух одинаковых транзисторов показана на рис. 8,*в*. Эквивалентный регулирующий транзистор, полученный из двух транзисторов, имеет следующие предельные параметры:

$$U'_{\text{КЭ макс}} = 2U_{\text{КЭ макс}},\quad I'_{\text{К макс}} = I_{\text{К макс}},\quad P'_{\text{К макс}} = 2P_{\text{К макс}},$$

где $U_{\text{КЭ макс}}$, $I_{\text{К макс}}$, $P_{\text{К макс}}$ — соответственно максимально допустимые напряжение коллектор — эмиттер, коллекторный ток и мощность, рассеиваемая на коллекторе каждого составляющего транзистора; $U'_{\text{КЭ макс}}$, $I'_{\text{К макс}}$, $P'_{\text{К макс}}$ те же параметры эквивалентного транзистора.

Добавив третий транзистор, можно получить новый, более сложный эквивалентный регулирующий транзистор с еще бо́льшими значениями предельных параметров. Если требуется, можно использовать и большее количество транзисторов. При этом следует учитывать, что по делителю напряжения, составленному резисторами R_1, R_2 и т. д., протекает ток базы второго и последующих транзисто-

Наименование параметров	Обозначение	Единица измерения	Тип		
			ГТ403А	ГТ403Б	ГТ403В
Параметры постоянного тока:					
обратный ток коллекторного перехода при напряжении на коллекторе $U_К$, В	$I_{КБО}$	мА	0,05/45	0,05/45	0,05/60
обратный ток эмиттерного перехода при напряжении $U_{ЭБ}$, В	$I_{ЭБО}$	мА	0,05/20	0,05/20	0,05/20
Режим измерения параметров:					
напряжение на коллекторе	$U_К$	В	5	5	6
ток коллектора	$I_К$	А	0,100	0,100	0,100
Усилительные параметры:					
коэффициент передачи тока	$h_{21Э}$	—	20—80	50—150	20—60
предельная частота усиления по току в схеме с общим эмиттером	$f_т$	МГц	0,16	0,4	0,16
Предельные параметры:					
напряжение коллектор — база при х. х. в цепи эмиттера	$U_{КБ\ макс}$	В	45	45	60
напряжение коллектор — эмиттер при сопротивлении в цепи базы	$U_{КЭ\ макс}$	В	30	30	45
напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ макс}$	В	20	20	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\ макс}$	А	1,25	1,25	1,25
постоянный ток базы	$I_{Б\ макс}$	А	0,4	0,4	0,4
постоянная мощность, рассеиваемая транзистором без теплоотвода	$P_{К\ макс}$	Вт	0,6	0,6	0,6
постоянная мощность, рассеиваемая с теплоотводом	$P_{т.макс}$	Вт	4,0	4,0	4,0
Тепловые параметры:					
максимальная температура перехода	$T_{макс}$	°С	+85	+85	+85
минимальная температура перехода	$T_{мин}$	°С	—60	—60	—60
тепловое сопротивление переход — корпус	$R_{п.к}$	°С/Вт	15	15	16
тепловое сопротивление переход — среда	$R_{п.с}$	°С/Вт	100	100	100
Тип перехода, материал					

Таблица 1

транзистора								
П216Б	П216В	П217В	ГТ703А	ГТ703Б	ГТ703В	КТ704А	КТ704Б	КТ704В
1,5/35	2/35	3/60	0,05/20	0,05/20	0,05/20	1/15	1/15	1/15
0,75/15	0,75/15	0,75/15	0,05/10	0,05/10	0,05/10	100/4	100/4	100/4
3	3	3	1	1	1	15	15	15
2	2	2	0,05	0,05	0,05	1,0	1,0	1,0
10	⩾30	15—40	30—70	50—150	30—70	⩾15	⩾15	⩾15
1	0,1	0,1	0,01	0,01	0,01	—	—	—
35	35	60	—	—	—	—	—	—
35	35	60	20	20	30	500	400	400
15	15	15	—	—	—	4	4	4
7,5	7,5	7,5	3,5	3,5	3,5	2,5	2,5	2,5
0,75	0,75	0,75	—	—	—	—	—	—
—	—	—	1,6	1,6	1,6	—	—	—
24	24	24	15	15	15	15	15	15
+85	+85	+85	+85	+85	+85	+150	+150	+150
—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60	—60
2,5	2,5	2,5	3	3	3	3	5	5
35	35	35	—	—	—	—	—	—

p-n-p, германий

Наименование параметров	Обозначение	Единица измерения	Тип		
			КТ802А	КТ803А	КТ807Б
Параметры постоянного тока:					
обратный ток коллекторного перехода при напряжении на коллекторе $U_К$, В	$I_{КБО}$	мА	60/150	5,0/70	—
обратный ток эмиттерного перехода при напряжении $U_{ЭБ}$, В	$I_{ЭБО}$	мА	40/3	—	15/4
Режим измерения параметров:					
напряжение на коллекторе	$U_К$	В	10	10	5
ток коллектора	$I_К$	А	2	5	0,5
Усилительные параметры:					
коэффициент передачи тока	$h_{21Э}$	—	$\geqslant$15	10—70	30—10[illegible]
предельная частота усиления по току в схеме с общим эмиттером	$f_т$	МГц	10	2,0	—
Предельные параметры:					
напряжение коллектор — база при х. х. в цепи эмиттера	$U_{КБ\ макс}$	В	150	—	—
напряжение коллектор — эмиттер при сопротивлении в цепи базы	$U_{КЭ\ макс}$	В	120	60	100
напряжение эмиттер — база	$U_{ЭБ\ макс}$	В	3	4	4
постоянный ток коллектора	$I_{К\ макс}$	А	5	10	0,5
постоянный ток базы	$I_{Б\ макс}$	А	1	—	0,2
постоянная мощность, рассеиваемая транзистором без теплоотвода	$P_{К\ макс}$	Вт	3	5	—
постоянная мощность, рассеиваемая с теплоотводом	$P_{т.макс}$	Вт	50	60	10
Тепловые параметры:					
максимальная температура перехода	$T_{макс}$	°С	+150	+120	+120
минимальная температура перехода	$T_{мин}$	°С	—20	—40	—40
тепловое сопротивление переход — корпус	$R_{п.к}$	°С/Вт	2,5	—	—
тепловое сопротивление переход — среда	$R_{п.с}$	°С/Вт	30	—	—
Тип перехода, материал			*n-p-n*, кре[illegible]		

транзистора

КТ808А	КТ7809А	ГТ804А	ГТ804Б	ГТ804В	ГТ806А	ГТ806Б	ГТ806В	ГТ806Г
—	—	5/100	4/140	3,5/190	—	—	—	—
50/4	50/4	3/0,5	3/0,5	3/0,5	10/0,5	10/0,5	10/0,5	10/0,5
3	5	10	10	10	—	—	—	—
6	2	5	5	5	—	—	—	—
10—50	15—100	20—50	20—50	20—50	10—100	10—00	10—100	10—100
7	5	—	—	—	—	—	—	—
—	—	100	140	190	—	—	—	—
120	140	100	140	190	75	100	120	50
4	4	2	2	2	1,5	1,5	1,5	1,5
10	3	10	10	10	15	15	15	15
4	1,5	2	2	2	2	—	—	—
5	—	1,2	1,2	1,2	—	—	—	—
50	40	15	15	15	30	30	30	30
+150	+140	+65	+65	+65	+65	+65	+65	+65
—60	—60	—25	—25	—25	—25	—25	—25	—25
2,5	2,5	2	2	2	2	2	2	5
—	—	40	40	40	—	—	—	—
ний		*p-n-p*, германий						

ров (на рис. 8,*в* эти транзисторы нумеруются справа налево). Поэтому при одинаковых сопротивлениях резисторов падения напряжения на них получаются разными, и, следовательно, напряжение между транзисторами распределяется неравномерно. Устранить такую неравномерность можно соответствующим выбором сопротивлений резисторов делителя напряжения $R_1 > R_2 > \ldots > R_n$.

Последовательно можно соединять и составные транзисторы. При этом влияние их базовых токов на распределение напряжения между транзисторами уменьшается.

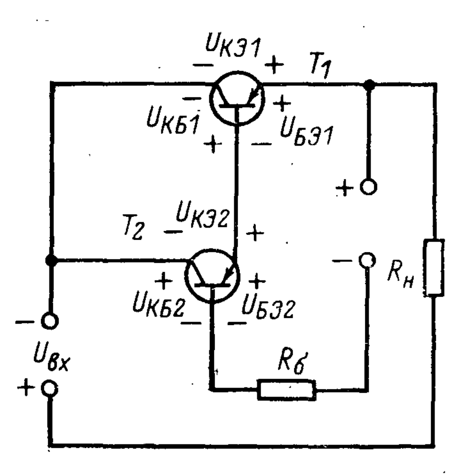


Рис. 9. Распределение напряжений в составном транзисторе.

Одним из эффективных способов повышения надежности работы стабилизаторов напряжения и увеличения их выходной мощности является уменьшение мощности, выделяемой на регулирующем транзисторе. В случае последовательного включения регулирующего транзистора и нагрузки стабилизатора уменьшение мощности, выделяющейся в регулирующем транзисторе, достигается за счет включения параллельно и последовательно с ним вспомогательных резисторов. При этом выделяющаяся мощность распределяется между дополнительным резистором и регулирующим транзистором. Последовательное включение дополнительного резистора наиболее целесообразно в случае мощного составного транзистора (рис. 9).

Особенностью такого составного транзистора является относительно большое падение напряжения на мощном транзисторе, намного превышающее его паспортное напряжение насыщения $U_{КЭ\,мин}$. Мощный транзистор T_1 не может быть введен в режим насыщения по следующим соображениям. Для того чтобы через базу транзистора T_1 протекал ток, необходимо, чтобы $I_{Э2} = I_{Б1}$. Но для того чтобы эмиттерный ток транзистора T_2 $I_{Э2}$ имел необходимое направление, напряжение коллектора транзистора T_2 должно быть отрицательным относительно его эмиттера. Это напряжение $U_{КЭ2}$ в составном транзисторе равно напряжению $U_{КБ1}$ транзистора T_1. Когда ток $I_{Э2} = I_{Б1}$ достигает значения, при котором T_1 входит в режим насыщения, напряжение $U_{КБ1}$ и равное ему напряжение $U_{КЭ2}$ приближаются к нулю и транзистор T_2 начинает закрываться. Это приводит к уменьшению токов коллектора и эмиттера T_2, а следовательно, и тока базы T_1. Получающаяся в итоге отрицательная обратная связь исключает возможность насыщения транзистора T_1.

Таким образом, без принятия особых мер падение напряжения на мощном регулирующем транзисторе T_1 будет равно

$$U_{КЭ1} = U_{КБ2} + U_{БЭ2} + U_{БЭ1} = U_{КЭ1мин} + \Delta U_{РЭ},$$

что значительно больше падения напряжения на транзисторе в режиме насыщения.

Практически $\Delta U_{РЭ}$ составляет единицы вольт при тройном составном транзисторе. В то же время для обеспечения режима стабилизации в наихудших случаях сочетания входного и выходного напряжений (соответственно минимальное и максимальное значения) падение напряжения на мощном транзисторе составного регулирующего транзистора должно лишь незначительно превышать падение напряжения на нем в режиме насыщения. Следовательно, в составном регулирующем транзисторе, приведенном на рис. 9, при токах нагрузки порядка нескольких ампер за счет напряжения $\Delta U_{РЭ}$ выделяется дополнительная мощность порядка десяти ватт.

Снижения величины $\Delta U_{РЭ}$ можно достигнуть, включив в коллекторную цепь мощного транзистора дополнительный резистор R (см. рис. 8,*а*). Его сопротивление может быть определено по формуле

$$R \approx (U_{вх.мин} - U_{н.макс} - U_{КЭ\,мин})/I_{н.макс},$$

где $U_{КЭ\,мин}$ — падение напряжения на мощном транзисторе в режиме его насыщения при токе коллектора, равном $I_{н.макс}$.

Недостатком включения дополнительного резистора в коллекторную цепь транзистора является некоторое увеличение внутреннего сопротивления источника питания.

Шунтирование регулирующего транзистора постоянным резистором $R_ш$ (см. рис. 7,*б*) позволяет облегчить его тепловой режим. Однако этот метод пригоден в тех случаях, когда нагрузка постоянна или возможен частичный (но не полный) сброс ее, т. е. $I_{н.мин} < I_н < I_{н.макс}$. Сопротивление дополнительного резистора выбирается таким, чтобы ток шунта составлял 0,6—0,8 от минимального тока нагрузки, т. е.

$$I_ш = U_{КЭ\,макс}/R_ш = (0{,}6 \div 0{,}8)\, I_{н.мин}.$$

Шунтирование регулирующего транзистора обеспечивает снижение мощности, выделяющейся на нем, до величины

$$P_К = U_{КЭ}\,(I_н - U_{КЭ}/R_ш).$$

Недостаток шунтирования регулирующего транзистора — снижение коэффициента стабилизации схемы.

В нерегулируемых стабилизаторах напряжения параллельного типа регулирующий элемент питается постоянным выходным напряжением. Дополнительный резистор R в коллекторной цепи регулирующего транзистора (см. рис. 7,*в*) позволяет существенно снизить выделяющуюся на нем мощность. Назначение резистора R в этом случае аналогично назначению шунта в схеме по рис. 7,*б* и заключается в ограничении тока, протекающего через регулирующий транзистор. Однако в данном случае эффективность использования последовательно включенного дополнительного резистора не ухудшается при изменении тока нагрузки (или даже полном его сбросе), но ухудшается при значительном изменении выходного напряжения. Это может выражаться в ограничении допустимого диапазона тока нагрузки при уменьшении выходного напряжения.

При постоянном выходном напряжении оптимальное сопротивление дополнительного резистора $R \approx R_н$ и максимальная мощность, выделяющаяся на регулирующем транзисторе, $P_{К\,макс} = U_н I_н / 4$.

ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

К источнику опорного напряжения предъявляются весьма жесткие требования, так как любое абсолютное изменение его напряжения приводит к такому же изменению выходного напряжения стабилизатора. В качестве источника опорного напряжения в компенсационных стабилизаторах напряжения обычно применяются параметрические стабилизаторы на кремниевых стабилитронах.

В параметрических стабилизаторах напряжения для стабилизации используется нелинейная вольт-амперная характеристика полупроводниковых элементов. Схема простейшего параметрического стабилизатора приведена на рис. 10. Такой стабилизатор представляет собой делитель напряжения, состоящий из балластного рези-

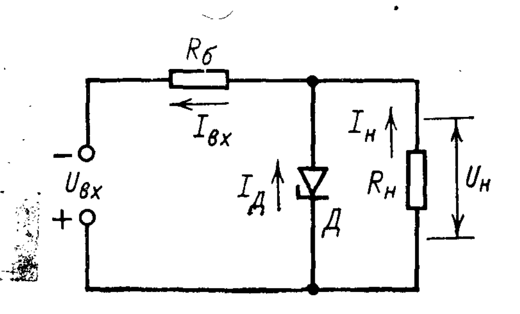


Рис. 10. Параметрический стабилизатор напряжения.

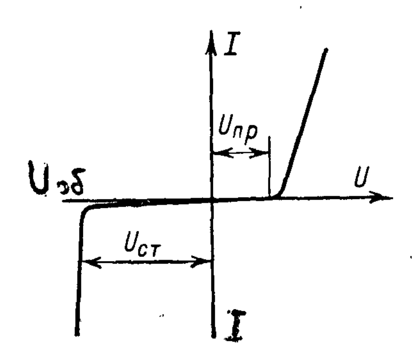


Рис. 11. Вольт-амперная характеристика стабилитрона.

стора $R_б$ и нелинейного сопротивления, в качестве которого обычно используется кремниевый стабилитрон. Вход делителя подключен к источнику входного напряжения $U_{вх}$, выход — к нагрузке $R_н$, на которой необходимо иметь стабилизированное напряжение $U_н$.

Вольт-амперная характеристика стабилитрона приведена на рис. 11. Стабилитроны могут проводить ток в обоих направлениях — прямом и обратном. При приложении напряжения прямой полярности стабилитроны ведут себя подобно обычным кремниевым диодам с несколько более крутой вольт-амперной характеристикой. Обычно эта ветвь характеристики является нерабочей, однако в ряде случаев такой режим работы стабилитрона может быть использован (например, в целях температурной компенсации опорного напряжения).

Обратная ветвь вольт-амперной характеристики кремниевого стабилитрона может быть условно разбита на три области: малой проводимости, предпробойную и область пробоя (высокой проводимости). Параметры и свойства стабилитрона в области малой проводимости идентичны характеристикам обычного кремниевого диода. Наличие предпробойной области на вольт-амперной характеристике связано с развитием пробоя в *p-n* переходе. Участок обратной ветви вольт-амперной характеристики с высокой проводимостью является основным рабочим участком кремниевого стабилитрона.

Обычно ветвь обратного тока (рабочую ветвь) характеристики стабилитрона изображают при ином расположении координатных

осей (рис. 12). При этом рабочий участок характеристики получается пологим. Для этого участка характерна практическая независимость напряжения на кремниевом стабилитроне $U_{ст}$ от тока $I_{ст}$, протекающего через него. Напряжение $U_{ст}$ называется *напряжением стабилизации.*

Другим важным параметром стабилитрона при работе его в области устойчивого пробоя является *дифференциальное сопротивление* $r_{ст}$. Оно определяет наклон вольт-амперной характеристики стабилитрона в этой области

$$r_{ст} = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст},$$

где $\Delta U_{ст}$ — изменение напряжения стабилизации при изменении тока, протекающего через стабилитрон, на величину $\Delta I_{ст}$ (рис. 12).

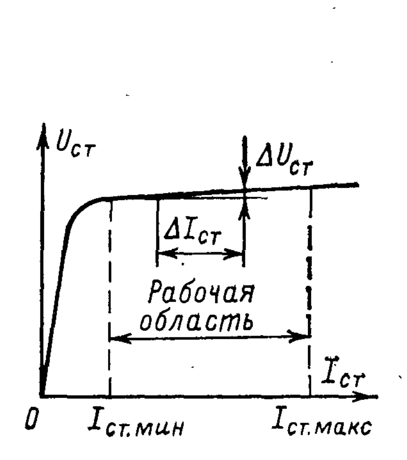


Рис. 12. Рабочая ветвь вольт-амперной характеристики стабилитрона.

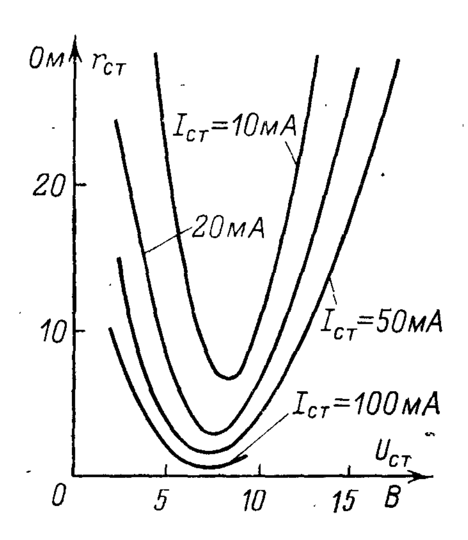


Рис. 13. Зависимость дифференциального сопротивления стабилитрона от $U_{ст}$ и $I_{ст}$.

Дифференциальное сопротивление в области пробоя у кремниевых стабилитронов зависит от напряжения пробоя и от тока стабилизации (рис. 13). Для одного и того же стабилитрона дифференциальное сопротивление с ростом тока стабилизации уменьшается.

Интерес представляют температурные характеристики стабилитронов. Использование кремниевого стабилитрона в источниках опорного напряжения и в стабилизаторах напряжения требует знания температурного изменения (дрейфа) напряжения стабилизации $U_{ст}$. Известно, что кремниевые стабилитроны с $U_{ст}>6$ В имеют положительный температурный коэффициент напряжения (ТКН), стабилитроны с $U_{ст}<5$ В — отрицательный ТКН, у стабилитронов с 5 В$<U_{ст}<$6 В ТКН при определенных токах приближается к нулю. Поэтому для получения опорных напряжений с хорошей температурной стабильностью желательно использовать низковольтные стабилитроны.

Принцип стабилизации напряжения, основанный на нелинейных свойствах кремниевых стабилитронов, рассмотрим на примере простейшего стабилизатора (см. рис. 10). Для этого построим вольт-

амперные характеристики стабилитрона (кривая *1* на рис. 14) и нагрузки, считая ее линейным резистором (прямая *2* на рис. 14). Так как нагрузка и стабилитрон включены параллельно, то для построения суммарной характеристики необходимо для каждого произвольно выбранного значения напряжения сложить соответствующие ему значения токов $I_н$ и $I_{ст}$. Результирующая кривая *3* представляет собой зависимость $U_н = f(I_н + I_{ст})$.

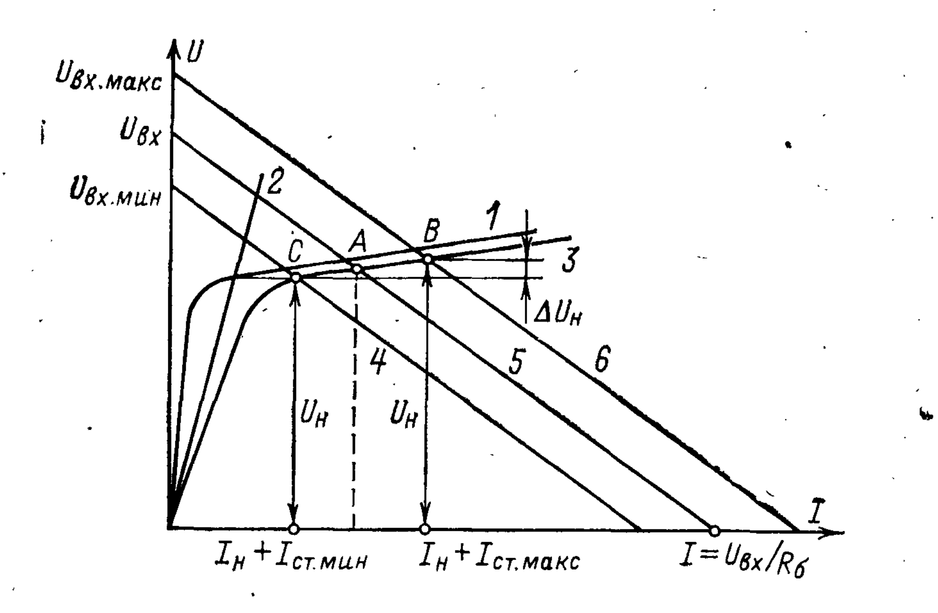


Рис. 14. Работа параметрического стабилизатора при изменении входного напряжения.

Построение вольт-амперной характеристики балластного резистора $R_б$ проведем с учетом того, что ток, протекающий через резистор, равен сумме токов $I_н + I_{ст}$, а суммарное падение напряжения на резисторе $R_б$ и нагрузке $R_н$ равно входному напряжению. В связи с этим характеристику резистора $R_б$ (*5* на рис. 14) необходимо строить из точки, соответствующей на оси ординат входному напряжению $U_{вх}$. Точка *A* пересечения этой характеристики с суммарной характеристикой *3* определяет установившийся режим для данного входного напряжения.

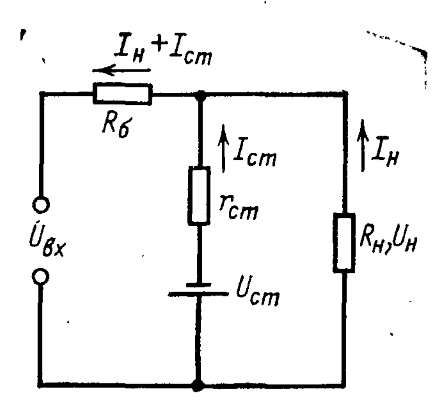


Рис. 15. Эквивалентная схема параметрического стабилизатора напряжения.

При изменении входного напряжения характеристика резистора $R_б$ перемещается параллельно самой себе. Поэтому, как видно из рис. 14, при изменении входного напряжения от $U_{вх.мин}$ до $U_{вх.макс}$ точка *A* будет перемещаться вдоль кривой *3* от точки *C* до точки *B*. При этом изменение выходного напряжения стабилизатора значительно меньше изменения входного напряжения.

Очевидно, чем меньше наклон вольт-амперной характеристики стабилитрона, тем меньше изменение выходного напряжения на нагрузке при

воздействии дестабилизирующих факторов. Иными словами, дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_{ст}$ определяет стабилизирующие свойства простейшего параметрического стабилизатора.

Для определения основных характеристик параметрического стабилизатора составим эквивалентную схему (рис. 15). Стабилитрон в ней представим источником э. д. с., равной $U_{ст}$, и внутренним сопротивлением, равным дифференциальному сопротивлению стабилитрона $r_{ст}$. Для определения коэффициента стабилизации составим уравнение, описывающее связь между изменениями входного и выходного напряжений: $\Delta U_{вх} = (\Delta I_{ст} + \Delta I_{н}) R_{б} + \Delta U_{н}$, где $\Delta I_{ст} = \Delta U_{н}/r_{ст}$, $\Delta I_{н} = \Delta U_{н}/R_{н}$.

Коэффициент стабилизации определится как

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх} U_{н}}{\Delta U_{н} U_{вх}} = \left(1 + \frac{R_{б}}{R_{н}} + \frac{R_{б}}{r_{ст}}\right) \frac{U_{н}}{U_{вх}}.$$

Так как дифференциальное сопротивление стабилитрона мало и справедливо соотношение $R_{б}/r_{ст} \gg 1 + R_{б}/R_{н}$, то коэффициент стабилизации можно с достаточной точностью определить по формуле

$$K_{ст} \approx \frac{R_{б} U_{н}}{r_{ст} U_{вх}}.$$

Для определения выходного сопротивления стабилизатора составим уравнение, отражающее связь между изменением тока нагрузки и напряжением на ней при неизменном входном напряжении. Изменение тока нагрузки на $\Delta I_{н}$ вызывает соответствующее изменение тока стабилитрона на $\Delta I_{ст}$, причем так как входное напряжение остается неизменным, то согласно эквивалентной схеме изменение напряжения на нагрузке определяется изменением падения напряжения на балластном резисторе $\Delta U_{н} = (\Delta I_{н} - \Delta I_{ст}) R_{б}$. Подставив вместо $\Delta I_{ст}$ его значение $\Delta U_{н}/r_{ст}$ и разделив обе части равенства на $\Delta I_{н}$, после промежуточных преобразований получим:

$$R_{вых} = \frac{\Delta U_{н}}{\Delta I_{н}} = \frac{r_{ст} R_{б}}{r_{ст} + R_{б}} \approx r_{ст}.$$

Таким образом, дифференциальное сопротивление стабилитрона определяет основные стабилизирующие свойства параметрического стабилизатора напряжения.

Коэффициент полезного действия параметрического стабилизатора определяется по формуле

$$\eta = \frac{U_{н} I_{н}}{U_{вх} (I_{вх} + I_{ст})}.$$

Температурный коэффициент напряжения (ТКН) простейших параметрических стабилизаторов определяется ТКН используемого стабилитрона. Наиболее распространенные в радиолюбительской практике стабилитроны (с $U_{ст} > 6$ В) имеют обычно положительный ТКН, т. е. при повышении температуры напряжение стабилизации увеличивается, а при понижении — уменьшается. Однако эти изменения относительно невелики (0,5—1% на 10°С).

Источники опорного напряжения в виде параметрических стабилизаторов на кремниевых стабилитронах могут быть выполнены при выходных напряжениях от нескольких вольт до нескольких со-

Тип стабилитрона	$U_{ст}$		$P_{макс}$		$r_{ст}$		$U_{пр}$		$I_{ст}$, мА, при $T_с$ = =25°C		ТКН, 10² %/°C (мВ/°C)
	В	при $I_{ст}$, мА	мВт	при $T_с$, °C	Ом	при $I_{ст}$, мА	В	при $I_{пр}$, мА	мин	макс	
2С107А	0,63—0,77	10	—	—	—	10	—	—	1	100	(2)
2С113А	1,17—1,43	10	—	—	12	10	—	—	1	100	(—3)
2С119А	1,7—2,1	10	—	—	15	10	—	—	—	—	(—4)
КС133А	3—3,7	10	300	50	65	10	1	50	1	100	(—5, —6)
КС139А	3,5—4,3	10	300	50	60	10	1	50	3	70	—10,0
КС147А	4,1—5,2	10	300	50	56	10	1	50	3	58	—9, +1
КС156А	5,1—6,1	10	300	50	46	10	1	50	3	55	—5, +5
КС162А	5,8—6,6	10	150	50	35	10	—	—	3	22	—6
КС168В	6,3—7,1	10	150	50	28	10	—	—	3	20	+5
КС170А	6,65—7,35	10	150	50	20	10	—	—	3	20	+1
Д808	7—8,5	5	280	50	6	5	1	50	3	33	+7
Д809	8—9,5	5	280	50	10	5	1	50	3	29	+8
Д810	9—10,5	5	280	50	12	5	1	50	3	26	+9
Д811	10—12	5	280	50	15	5	1	50	3	23	+9,5
Д813	11,5—14	5	280	50	18	5	1	50	3	20	+9,5
Д814А	7—8,5	5	340	20	6	5	1	50	3	40	+7
Д814Б	8—9,5	5	340	20	10	5	1	50	3	36	+8
Д814В	9—10,5	5	340	20	12	5	1	50	3	32	+9
Д814Г	10—12	5	340	20	15	5	1	50	3	29	+9,5
Д814Д	11,5—14	5	340	20	18	5	1	50	3	24	+9,5
Д818А	9—11,25	10	300	50	25	10	—	—	33	33	+2,3
Д818Б	6,75—9	10	300	50	25	10	—	—	3	33	—2,3
Д818В	7,2—10,8	10	300	50	25	10	—	—	3	33	±1,1
Д818Г	7,65—10,35	10	300	50	25	10	—	—	3	33	±0,6
Д818Д	8,55—9,45	10	300	50	25	10	—	—	3	33	±0,2
Д818Е	8,55—9,45	10	300	50	25	10	—	—	3	33	±0,1
2С213Ж	12,3—13,7	4	125	35	40	4	—	—	—	—	+9,5
2С215Ж	14,2—15,8	2	125	35	70	2	—	—	—	—	+10
2С216Ж	15,1—16,9	2	125	35	70	2	—	—	—	—	+10
2С218Ж	17—18	2	125	35	70	2	—	—	—	—	+10
2С220Ж	19—20	2	125	35	70	2			—	—	+10
2С222Ж	20,9—23,1	2	125	35	70	2	—	—	—	—	+10
2С224Ж	22,8—25,2	2	125	35	70	2	—	—	—	—	+10
2С291А	86—96	1	250	35	700	1	—	—	—	—	+10

Примечание. Обозначение параметров стабилитронов: $U_{ст}$ — напряжение стабилизации; $U_{пр}$ — прямое напряжение стабилитрона; $I_{ст.макс}$, $I_{ст.мин}$ — соответственно максимально и минимально допустимые токи стабилизации; $r_{ст}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона; $P_{макс}$ — максимально допустимая рассеиваемая мощность стабилитрона.

тен вольт. Однако получить любое желаемое опорное напряжение U_0 в этом случае не удается. Его приходится выбирать в пределах напряжений стабилизации стабилитронов, выпускаемых промышленностью.

В табл. 2 приведены основные характеристики стабилитронов и стабисторов, которые могут использоваться в источниках опорного напряжения.

Стабисторы — это диоды, которые в режиме стабилизации напряжения работают на прямой ветви (в отличие от стабилитронов) вольт-амперной характеристики. Напряжение стабилизации $U_{ст}$ стабисторов обычно лежит в пределах от долей до единиц вольт.

Большинство стабилитронов требует применения специальных мер по компенсации их ТКН специальными элементами. Однако в настоящее время выпускаются и термокомпенсированные стабилитроны (например, типа КС211). При необходимости получения большого опорного напряжения кремниевые стабилитроны можно соединить последовательно, в этом случае напряжение стабилизации будет равно сумме напряжений последовательно соединенных стабилитронов. Следует иметь в виду, что дифференциальное сопротивление такого источника опорного напряжения равно сумме $r_{ст}$ отдельных стабилитронов. С увеличением сопротивления балластного резистора $R_б$ коэффициент стабилизации простейших параметрических стабилизаторов увеличивается, но при этом приходится повышать напряжение источника питания $U_{вх}$. В этом случае к. п. д. стабилизатора становится очень низким. Поэтому на практике отношение $U_{вх}/U_0$ не выбирают больше 3—5, при этом можно получить коэффициент стабилизации порядка 10—50. Бóльшие коэффициенты стабилизации можно получить, последовательно соединяя несколько подобных стабилизаторов. При этом входное напряжение $U_{вх}$ каждого последующего стабилизатора принимают равным выходному напряжению предыдущего стабилизатора. Общий коэффициент стабилизации при таком соединении равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных стабилизаторов.

СХЕМЫ СРАВНЕНИЯ

Назначение схемы сравнения — определить отклонение выходного напряжения от установленного номинала и передать это отклонение на вход усилителя по цепи обратной связи. Схема сравнения обычно содержит источник опорного напряжения, измерительный элемент и элемент сравнения.

В современных стабилизаторах напряжения наибольшее применение получили схемы сравнения, совмещенные с усилителем постоянного тока (усилителем сигнала рассогласования или его входным каскадом) и источником опорного напряжения. В качестве источника опорного напряжения применяются обычно параметрические стабилизаторы напряжения на кремниевых стабилитронах. Типовые схемы сравнения выполняют обычно на одном или двух транзисторах и различаются в основном вариантами включения стабилитронов.

Рассмотрим основные варианты включения стабилитронов в схемах сравнения. В зависимости от требуемого соотношения между опорным и выходным напряжением можно выделить три наиболее характерных случая: $U_н > U_0$, $U_н = U_0$, $U_н < U_0$.

Если требуемое напряжение на нагрузке $U_н > U_о$, применяются схемы сравнения с делителем выходного напряжения. Существует несколько вариантов таких схем. В схеме на рис. 16,*а* источник опорного напряжения $U_о$ (стабилитрон *Д*) включен в базовую цепь усилительного транзистора T_2, а в схеме на рис. 16,*б* — в эмиттерную цепь транзистора T_2. Недостатком включения стабилитрона в цепь базы является необходимость в дополнительном источнике питания. Поскольку изменение базового тока транзистора T_2 в процессе стабилизации значительно меньше соответствующих изменений эмиттерного тока, опорное напряжение в первой схеме будет гораздо стабильнее. Выходное и опорное напряжения в данных схемах связаны соотношением

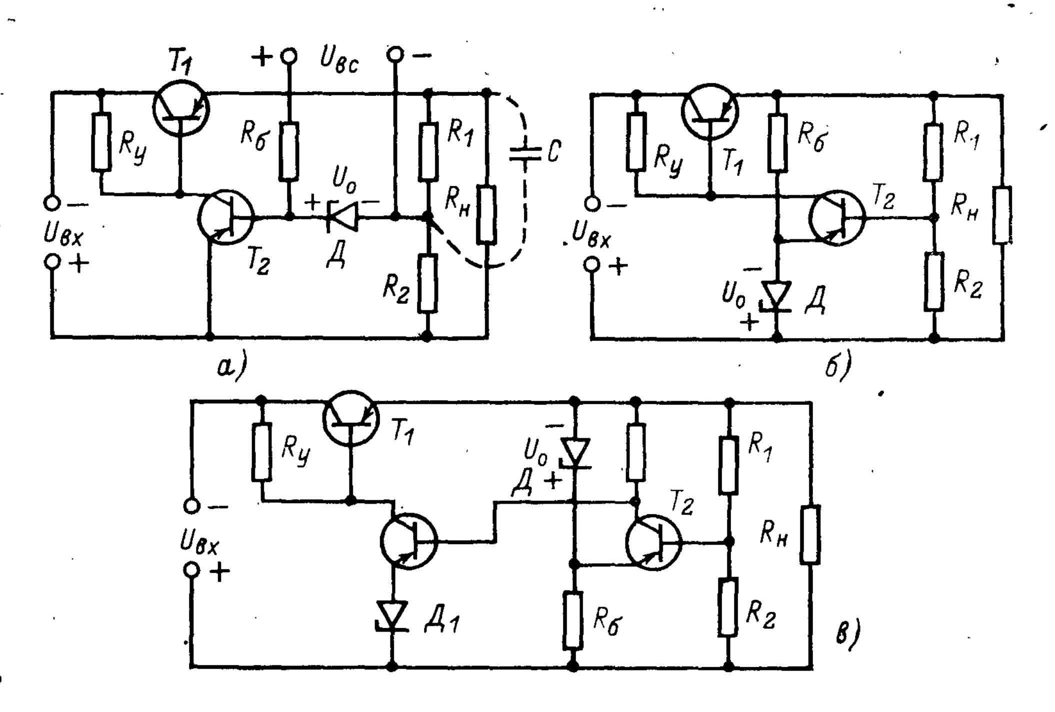


Рис. 16. Схемы сравнения для $U_н > U_о$.

$$U_н = (U_о + U_{ЭБ2})/n,$$

где n — коэффициент передачи делителя R_1—R_2, $n = R_2/(R_1 + R_2)$.

Изменяя коэффициент n (например, с помощью потенциометра, включенного вместо R_1 и R_2), можно регулировать выходное напряжение. Однако при этом делитель в $1/n$ раз ослабляет напряжение рассогласования, подаваемое на вход транзистора T_2. Это невыгодно из-за ухудшения точности стабилизации выходного напряжения стабилизатора при воздействии дестабилизирующих факторов.

Для увеличения динамического значения коэффициента n без изменения его статической величины (а она определяет напряжение $U_н$) необходимо уменьшить сопротивление «верхнего» плеча делителя по переменному току или увеличивать R_2. Тогда напряжение рассогласования будет передаваться на вход усилителя постоянного тока с минимальным ослаблением. Простейшим способом увеличения динамического значения коэффициента n является шунтирование резистора R_1 конденсатором большой емкости (пунктир на рис. 16,*а*).

Увеличить коэффициент n можно также заменой резистора R_1 источником постоянного напряжения (батареей E, стабилитроном $Д$) или резистора R_2 генератором постоянного тока (например, транзистором, включенным по схеме с ОБ).

В схемах сравнения на рис. 16,*а* и *б* увеличение выходного напряжения приводит к увеличению тока коллектора транзистора схемы сравнения. В схеме на рис. 16,*в* увеличение входного напряжения приводит к уменьшению тока коллектора транзистора T_2. Это при-

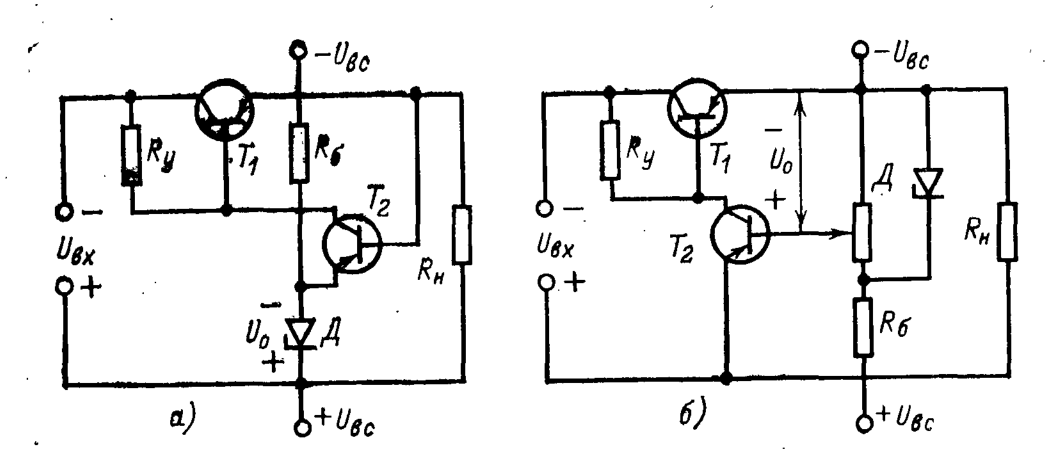


Рис. 17. Схемы сравнения для $U_н = U_0$.

водит к необходимости построения усилителя сигнала рассогласования на двух транзисторах (в отличие от ранее рассмотренных) с тем, чтобы получить необходимую фазу управляющего воздействия для регулирующего транзистора. Достоинством схемы является возможность ее использования в стабилизаторах с выходным напряжением, значительно превышающим опорное напряжение.

При включении стабилитрона в цепь эмиттера (рис. 16,*б*) напряжение на коллекторе транзистора усилителя постоянного тока T_2 равно примерно $U_н - U_0$, в то время как при обратном включении (рис. 16,*в*) оно равно примерно U_0. Следовательно, в схеме на рис. 16,*б* при больших значениях $U_н$ необходимо увеличивать опорное напряжение U_0, чтобы сохранить напряжение коллектора малым. Так как обычно $U_0 \geq 6 \div 10$ В, то схема на рис. 16,*в* может использоваться при $U_н \geq 20$ В.

Если в рассмотренных схемах сравнения принять $R_1 = 0$, то получим частный случай, при котором делитель выходного напряжения будет отсутствовать ($n = 1$) и выходное напряжение равно:

$$U_н = U_0 + U_{ЭБ2} \approx U_0.$$

Два варианта таких схем, различающихся местом включения опорного источника, приведены на рис. 17. Для обеспечения необходимого режима стабилитрона в этих схемах

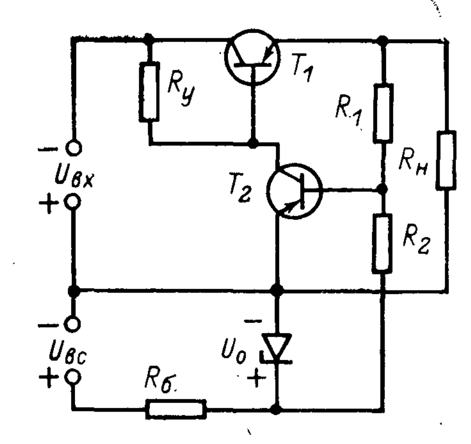


Рис. 18. Схема сравнения для $U_н < U_0$.

требуется дополнительный источник вспомогательного напряжения $U_{вс}$. Схема сравнения на рис. 17,*б* находит бо́льшее распространение, поскольку ее можно применять в стабилизаторах с регулируемым выходным напряжением, где с целью обеспечения постоянства тока, протекающего через стабилитрон, важно уменьшать изменяющуюся часть тока источника опорного напряжения.

В стабилизаторах, для которых выполняется неравенство $U_н < U_0$, широкое применение находят схемы с так называемым инверсным опорным напряжением, т. е. опорным напряжением, имеющим полярность, противоположную выходному напряжению (рис. 18). Выходное напряжение в этой схеме равно:

$$U_н = \frac{U_0(1-n) + U_{ЭБ2}}{n},$$

где $n = R_2/(R_1+R_2)$. Напряжение $U_н$ уменьшается с увеличением n и достигает минимального значения при $n=1$.

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилители постоянного тока УПТ (усилители сигнала рассогласования) в простых стабилизаторах напряжения обычно совмещаются со схемой сравнения.

В схеме на рис. 16,*б* транзистор T_1 является регулирующим элементом, а в схему сравнения входят делитель на резисторах R_1, R_2 и источник опорного напряжения на резисторе $R_б$ и стабилитроне *Д*. Разность опорного напряжения U_0 и части выходного напряжения $U_п$ подается в цепь базы транзистора T_2. Следовательно, цепь базы T_2 и соответственно весь транзистор T_2 следует считать схемой сравнения. В то же время в схеме по рис. 16,*б* T_2 является еще и транзистором УПТ.

К УПТ стабилизаторов предъявляются высокие требования в части стабильности его параметров, так как погрешности других элементов устраняются цепью обратной связи. Погрешность же, вносимая УПТ и вызванная изменением его параметров (в особенности зависящих от температуры), должна быть сведена к минимуму. В УПТ могут использоваться транзисторы как *p-n-p*, так и *n-p-n* типов (табл. 3). При использовании многокаскадных УПТ целесообразно применение транзисторов обоих типов, так как в этом случае упрощается согласование каскадов. Последнее время в качестве УПТ широко применяют линейные интегральные схемы (например, серии К 140).

Эффективность УПТ существенно зависит от величины и стабильности коллекторного напряжения усилительного транзистора и повышается с их повышением. Поэтому питание коллекторной цепи транзистора T_2 входным нестабилизированным напряжением (рис. 16, 18) используется лишь в простейших схемах стабилизаторов. Обычно для этой цели в схему вводятся дополнительные источники стабильного напряжения. Такое напряжение удобно получить, например, путем удвоения напряжения основной обмотки (в случае питания стабилизатора от выпрямителя), стабилизируя его кремниевым стабилитроном $Д_0$ (рис. 19). Если такой возможности нет, необходимо применить дополнительный источник $U_{вс}$ (рис. 20).

Если регулирующий транзистор стабилизатора составной, то стабилитрон $Д_0$ целесообразно включать, как показано на рис. 20.

Такое включение позволяет увеличить крутизну коллекторного тока регулирующего элемента, а следовательно, повысить коэффициент стабилизации и уменьшить выходное сопротивление стабилизатора.

Для уменьшения погрешностей, вызванных влиянием температуры (и частично разбросом параметров усилительных транзисторов), применяются дифференциальные схемы УПТ. Типовые схемы таких усилителей приведены на рис. 21.

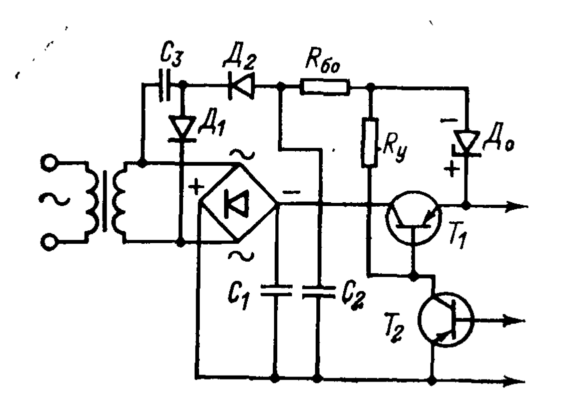


Рис. 19. Получение дополнительного напряжения для питания усилителя.

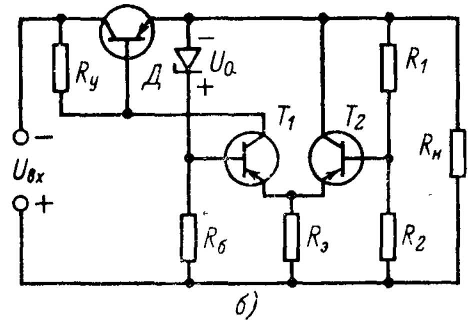


Рис. 20. Схема стабилизации дополнительного напряжения.

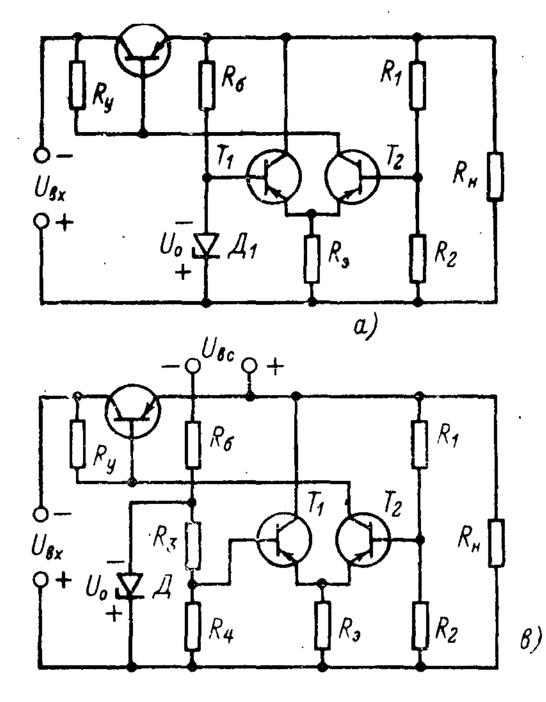


Рис. 21. Схемы сравнения с дифференциальными УПТ.

Особенности дифференциальных усилителей рассмотрим на примере схемы, изображенной на рис. 21,*а*. В этой схеме транзистор T_2 используется в качестве обычного УПТ. На его базу подается часть выходного напряжения, снимаемая с резистора R_2 делителя выходного напряжения, а на эмиттер — опорное напряжение. Опорное напряжение в данном случае поступает не со стабилитрона

Таблица 3

Наименование параметров	Обозначение	Единица измерения	Тип транзистора						
			МП38	МП38А	МП39Б	МП40	ГТ115А	ГТ111Б	КТ104А
Параметры постоянного тока:									
обратный ток коллекторного перехода при напряжении на коллекторе $U_К$, В	$I_{КБО}$	мкА	—	—	15/5	15/5	40/20	40/30	1/30
обратный ток эмиттерного перехода при напряжении $U_{ЭБ}$, В	$I_{ЭБО}$	мкА	15/5	15/5	30/5	30/5	40/20	40/20	1/10
Режим измерения параметров:									
напряжение на коллекторе	$U_К$	В	5	5	5	5	1	1	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	25	1	1
Усилительные параметры:									
коэффициент передачи тока	$h_{21Э}$	—	25—55	45—100	20—60	20—40	20—80	20—80	9—36
граничная частота коэффициента передачи тока	$f_т$	мГц	2	2	0,5	1	1	5	5
Предельные параметры:									
напряжение коллектор — база при х. х. в цепи эмиттера	$U_{КБ\ макс}$	В	15	15	10	10	20	30	30

напряжение коллектор — эмиттер при сопротивлении в цепи базы	$U_{КЭ\,макс}$	В	15	15	15	15	20	20	30
постоянный ток коллектора	$I_{К\,макс}$	мА	20	20	40	40	30	30	50
ток коллектора в импульсном режиме	$I_{Ки}$	мА	150	150	150	150	—	—	—
постоянная мощность, рассеиваемая транзистором без теплоотвода	$P_{К\,макс}$	мВт	150	150	150	150	50	50	150
Тепловые параметры:									
максимальная температура перехода	$T_{макс}$	°С	+85	+85	+85	+85	+45	+45	+120
минимальная температура перехода	$T_{мин}$	°С	—55	—55	—20	—20	—20	—20	—55
тепловое сопротивление переход — среда	$R_{п.с}$	°С/мВт	0,2	0,2	0,2	0,2	0,8	0,8	0,4
Тип перехода, материал	*n-p-n*, германий				*p-n-p*, германий		*p-n-p*, кремний		

Продолжение табл. 3

Наименование параметров	Обозначение	Единица измерения	Тип транзистора						
			КТ104Б	КТ104В	КТ203А	КТ203Б	МП111	МП111А	МП111Б
Параметры постоянного тока:									
обратный ток коллекторного перехода при напряжении на коллекторе $U_К$, В	$I_{КБО}$	мкА	1/15	1/15	1/60	1/30	3/10	3/10	3/10
обратный ток эмиттерного перехода при напряжении $U_{ЭБ}$, В	$I_{ЭБО}$	мкА	1/10	1/10	1/30	1/15	3/20	3/20	3/20
Режим измерения параметров:									
напряжение на коллекторе	$U_К$	В	5	5	5	5	5	5	5
ток коллектора	$I_К$	мА	1	1	1	1	1	1	1
Усилительные параметры:									
коэффициент передачи тока	$h_{21Э}$	—	20—80	40—160	9	30—90	10—25	10—25	15—45
граничная частота коэффициента передачи тока	$f_т$	МГц	5	5	5	5	0,5	0,5	0,5
Предельные параметры:									
напряжение коллектор — база при [illegible]	$U_{КБ\,макс}$	В	15	15	60	30	20	10	20

напряжение коллектор — эмиттер при сопротивлении в цепи базы	$U_{КЭ\,макс}$	В	15	15	60	30	20	10	20
постоянный ток коллектора	$I_{К\,макс}$	мА	50	50	10	10	20	20	20
ток коллектора в импульсном режиме	$I_{Ки}$	мА	—	—	50	50	100	100	100
постоянная мощность, рассеиваемая транзистором без теплоотвода	$P_{К\,макс}$	мВт	150	150	150	150	150	150	150
Тепловые параметры:									
максимальная температура перехода	$T_{макс}$	°С	+120	+120	+150	+150	+150	+150	+150
минимальная температура перехода	$T_{мин}$	°С	—55	—55	—60	—60	—55	—55	—55
тепловое сопротивление переход — среда	$R_{п.с}$	°С/мВт	0,4	0,4	—	—	0,8	0,8	0,8
Тип перехода, материал			*p-n-p*, кремний				*n-p-n*, кремний		

непосредственно, а через эмиттерный повторитель на транзисторе T_1, в эмиттерную цепь которого включен нагрузочный резистор $R_э$. Падение напряжения на этом резисторе и используется в усилителе в качестве опорного.

Известно, что для сохранения неизменного положения рабочей точки на коллекторной характеристике транзистора с ростом температуры напряжение смещения на эмиттерном переходе должно уменьшаться. Невыполнение этого требования приводит к дополнительному открыванию транзистора и увеличению его эмиттерного и коллекторного токов. В дифференциальном усилителе при условии неизменного опорного напряжения, подаваемого на вход эмиттерного повторителя, транзисторы T_1 и T_2 с ростом температуры будут открываться. Происходящее при этом возрастание эмиттерного тока транзисторов приводит к увеличению падения напряжения на резисторе $R_э$. В результате базы транзисторов становятся более положительными по отношению к плюсовой шине, что ограничивает возрастание их эмиттерных и коллекторных токов.

Напряжение на резисторе $R_э$ изменяется в соответствии с температурными изменениями напряжения $U_{ЭБ}$ обоих транзисторов T_1 и T_2. Насколько уменьшится $U_{ЭБ}$, настолько же увеличится падение напряжения на резисторе $R_э$, и наоборот. Таким образом, путем подачи опорного напряжения на усилитель через эмиттерный повторитель автоматически осуществляется необходимая корректировка положения рабочей точки на коллекторных характеристиках транзисторов при изменениях температуры.

Для улучшения стабилизации питание коллекторов усилительных транзисторов дифференциальных усилителей может осуществляться от вспомогательных источников (аналогично схемам на рис. 19 или 20).

Дифференциальный усилитель, приведенный на рис. 21,*б*, может использоваться, как и усилитель по рис. 16,*в*, при больших выходных напряжениях ($U_н > 2U_о$, $U_{К1} \approx U_о$). Дифференциальный усилитель на рис. 21,*в* может быть использован в случае $U_н \lessgtr U_о$. Следует заметить, что напряжение на резисторе R_4 в этой схеме должно быть примерно на 1 В меньше минимального выходного напряжения. В противном случае коллекторные цепи УПТ необходимо подсоединять к дополнительному источнику.

Более сложные (два транзистора вместо одного) дифференциальные УПТ имеют следующие преимущества перед простейшими схемами:

компенсируют температурный дрейф напряжения баз транзисторов T_1 и T_2, что особенно важно при использовании источников опорного напряжения с малым температурным коэффициентом;

существенно уменьшают нестабильность выходного напряжения из-за более слабого влияния дифференциального сопротивления источника опорного напряжения.

Дальнейшего улучшения характеристик стабилизатора можно достичь применением в качестве УПТ высококачественных многокаскадных усилителей. Отличительные особенности таких усилителей состоят в том, что в них наряду с широкой полосой пропускания частот усиливаемого сигнала, начинающихся от нулевых частот, реализуются высокая чувствительность, значительное входное сопротивление и достаточно большие коэффициенты усиления. Однако попытки одновременно реализовать все перечисленные характери-

стики приводят к серьезному усложнению схем усилителей. Одновременно увеличивается опасность самовозбуждения стабилизатора при использовании в нем многокаскадных усилителей.

Непрерывное совершенствование элементной базы усилителей, обусловленное прогрессом электроники, приводит к пересмотру многих из установившихся взглядов на предельные возможности различных схем усилителей, что особенно заметно при сравнительном анализе характеристик УПТ в интегральном исполнении и аналогичных устройств на дискретных элементах. В настоящее время

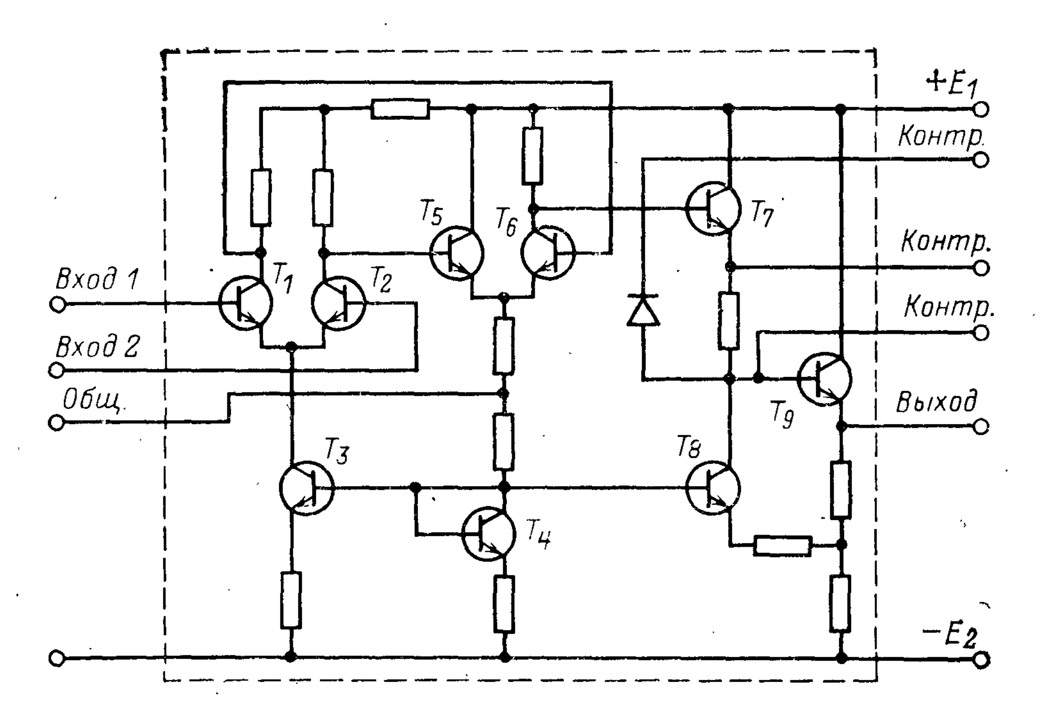


Рис. 22. Принципиальная схема интегрального УПТ.

промышленностью выпускается класс линейных интегральных микросхем, многие из которых с успехом могут использоваться в качестве УПТ транзисторных стабилизаторов напряжения (табл. 4).

Остановимся более подробно на микросхеме типа 1УТ401, которая нашла достаточно широкое применение в стабилизаторах и представляет собой трехкаскадный УПТ с дифференциальным входом. Ее принципиальная схема приведена на рис. 22. Общее число транзисторов в микросхеме девять. Транзисторы T_1 и T_2 образуют дифференциальный входной каскад, в эмиттерную цепь которого включен генератор тока, выполненный в виде стабилизатора тока на транзисторе T_3. Для компенсации влияния температуры на коллекторный ток транзистора T_3 вследствие изменения напряжения база — эмиттер используется транзистор T_4 в диодном включении.

Транзисторы T_5 и T_6 входят в состав промежуточного дифференциального каскада, осуществляющего дальнейшее усиление сигнала, и одновременно преобразуют симметричный выход дифференциального каскада к одиночному выходному сигналу. Выходной каскад содержит генератор тока на транзисторе T_8, который одновременно

Наименование параметра	Тип микросхемы					
	К1УТ401А	К1УТ401Б	К1УТ402А	К1УТ402Б	К1УТ531	К1УТ771
Коэффициент усиления	400—4500	1300—12 000	20 000—200 000	3000—35 000	10^4—10^5	40—80
Диапазон рабочих частот, МГц	0—20	0—20	0—20	—	—	—
Напряжение питания, В	±6,3	±12,6	±12,6	±6,3	±15	±6,3
Потребляемый ток, не более, мА	4,2	8,0	8,0	5,0	6,0	3,0
Входной ток, не более, мкА	8	12	0,7	0,7	1,5	3,0
Разность входных токов, не более, мкА	3	3	0,5	0,5	0,5	—
Напряжение смещения нуля, не более, мВ	±10	±10	±10	±10	±7,5	±10
Напряжение выходного сигнала, не менее, В	±2,8	±5,7	±10	±3	—	—
Входное дифференциальное сопротивление, Ом	$25 \cdot 10^3$	$15 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^5$	10^5	10^5
Выходное сопротивление, Ом	350	250	—	—	200	—
Средний температурный дрейф напряжения смещения, мкВ/°С	20	—	20	20	30	—

восстанавливает уровень постоянной составляющей на оконечном транзисторе T_9 (с целью согласования постоянной составляющей усиливаемого сигнала), и транзистор T_7, осуществляющий согласование второго каскада с выходным эмиттерным повторителем T_9.

Основные параметры усилителя приведены в табл. 4.

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ТИПА

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

Рассмотренные параметрические стабилизаторы напряжения являются простейшими стабилизаторами напряжения параллельного типа. Для них выходное сопротивление всегда превышает дифференциальное сопротивление используемого стабилитрона. Уменьшение выходного сопротивления может быть достигнуто благодаря применению каскада с низким выходным сопротивлением — эмиттерного повторителя. Параметрический стабилизатор при этом превращается в простейший параллельный стабилизатор с обратной связью (рис. 23,*а*). По сравнению с параметрическим стабилизатором функции опорного и регулирующего элемента здесь разделены. Опорным элементом является стабилитрон *Д*, а функции регулирующего элемента выполняет транзистор *Т*.

Стабилизатор работает следующим образом. Нестабилизированное напряжение $U_{вх}$ подается на выход через балластный резистор $R_б$. Выходное напряжение $U_н$ сравнивается с напряжением опорного стабилитрона $U_о$, и разностное напряжение $U_{ЭБ}$ прикладывается между базой и эмиттером транзистора *Т*. Пусть напряжение $U_н$ на нагрузке возросло (например, вследствие повышения $U_{вх}$ или уменьшения тока нагрузки $I_н$). Тогда напряжение $U_{ЭБ}$ возрастет, так как $U_{ЭБ} = U_н - U_о$, что приведет к увеличению эмиттерного тока транзистора *Т*. Это вызовет такое увеличение падения напряжения на $R_б$, что выходное напряжение практически не изменится. Выходное напряжение в рассматриваемом стабилизаторе (рис. 23, *а*) равно сумме напряжений $U_о$ и $U_{ЭБ}$. Поскольку $U_{ЭБ}$ у транзисторов всегда мало (0,3 — 0,5 В), выходное напряжение $U_н$ практически равно опорному (исключение составляют низковольтные стабилизаторы) и не зависит от напряжения питания $U_{вх}$, т. е. $U_н = U_о + U_{ЭБ} \approx U_о$.

Как и во всяком параллельном стабилизаторе, приращение нагрузочного тока $I_н$ вызывает такое же уменьшение эмиттерного тока $I_Э$, т. е. $|\Delta I_н| = |\Delta I_Э| = h_{21Э} I_Б$. Изменяющийся базовый ток $I_Б$ протекает через стабилитрон *Д*, поэтому минимальные и максимальные токи $I_Б$ не должны выходить за паспортные значения минимально и максимально допустимых токов стабилизации стабилитрона *Д*. Так как при максимальной нагрузке базовый ток может быть близким к нулю, то режим стабилитрона задается обычно с помощью резистора $R'_б$, который создает дополнительную цепь для протекания тока стабилитрона.

Максимальный базовый ток $I_Б$ будет при минимальной нагрузке, так как в этом случае через транзистор проходит ток $I_Э$, равный

номинальному значению $I_н$. Если при этом ток слишком велик и недопустим для стабилитрона, то в качестве регулирующего элемента следует применить составной транзистор (рис. 23,*б*). В этом случае изменение базового тока можно найти по формуле

$$\Delta I_Б = \frac{\Delta I_н}{h_{21ЭT1} h_{21ЭT2}},$$

где $\Delta I_н$ — максимальное изменение тока нагрузки; $h_{21ЭT1}$, $h_{21ЭT2}$ — соответственно коэффициенты передачи тока транзисторов T_1 и T_2 в схеме с общим эмиттером.

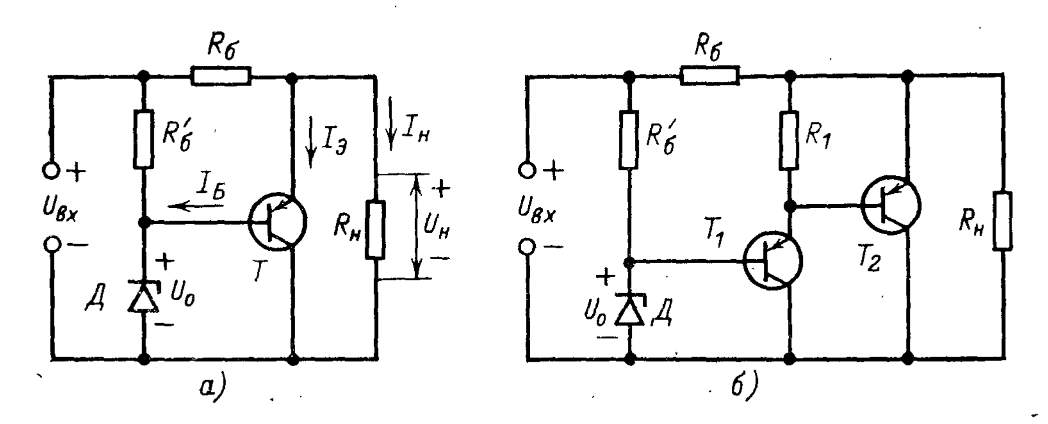


Рис. 23. Стабилизаторы напряжения параллельного типа.

Таким образом, в отличие от параметрического стабилизатора, где стабилитрон нагружается током $\Delta I_н$, рассматриваемая схема дает возможность увеличивать ток нагрузки в $h_{21Э}$ (или в $h_{21ЭT1} h_{21ЭT2}$ при составном транзисторе) раз без увеличения мощности стабилитрона.

Как уже отмечалось, любой параллельный стабилизатор может быть представлен в виде делителя, состоящего из балластного резистора (обычно линейного) и нелинейного сопротивления РЭ. При этом динамическое сопротивление РЭ определяет выходное сопротивление стабилизатора и коэффициент стабилизации. Поэтому значения $K_{ст}$ и $R_{вых}$ параллельного стабилизатора напряжения можно получить, подставив в формулы для $K_{ст}$ и $R_{вых}$ (см. с. 27) дифференциальное сопротивление регулирующего транзистора вместо $r_{ст}$.

Дифференциальное сопротивление регулирующего транзистора совместно со стабилитроном *Д* определяется по формуле

$$R_{РЭ} = \frac{r_{ст} + h_{11Э}}{h_{21Э} + 1},$$

где $h_{11Э}$ — входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером; $r_{ст}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона.

Таким образом, подставляя значение $R_{РЭ}$ в формулы (на с. 27), можно определить $K_{ст}$ и $R_{вых}$ простейшего параллельного стабилизатора:

$$K_{ст} \approx \frac{R_б U_н}{\frac{r_{ст} + h_{11Э}}{h_{21Э}} U_{вх}};$$

$$R_{вых} \approx \frac{r_{ст} + h_{11Э}}{h_{21Э}}.$$

Коэффициент полезного действия определяется по формуле

$$\eta = \frac{U_н I_н}{U_{вх}(I_н + I_Э)}.$$

Динамическое сопротивление РЭ определяется режимом транзистора T (рис. 23,*а*) и возрастает с уменьшением тока эмиттера.

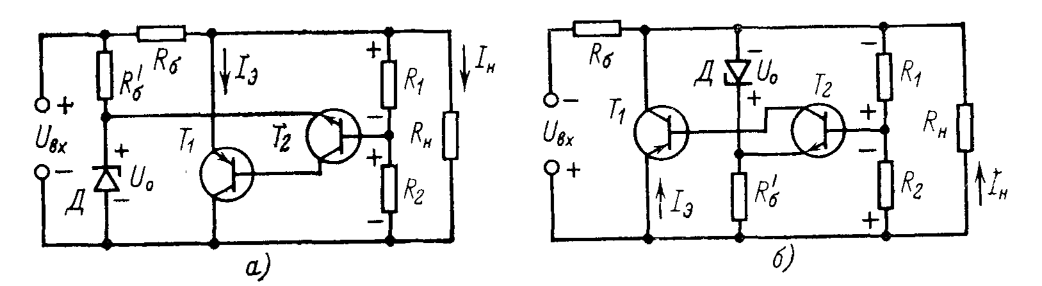


Рис. 24. Стабилизаторы напряжения параллельного типа с усилителями.

Отсюда следует, что $K_{ст}$ и $R_{вых}$ параллельного эмиттерного повторителя соответственно уменьшаются и увеличиваются с уменьшением тока РЭ, т. е. с ростом тока нагрузки.

Улучшить характеристики рассматриваемой схемы можно в результате применения транзисторного усилителя в цепи обратной связи стабилизатора (рис. 24). Схема включения регулирующего транзистора в этом случае не изменяется. Особенностью стабилизаторов с усилителем является наличие делителя выходного напряжения на резисторах R_1 и R_2. В схеме на рис. 24,*а* опорное напряжение $U_о$ сравнивается не с выходным напряжением $U_н$, а с его частью $nU_н$, снимаемой с делителя R_1R_2, причем $n = R_2/(R_1 + R_2)$ и $0 < n < 1$.

Применение выходного делителя позволяет изменять соотношение выходного и опорного напряжений в n раз, что очень удобно, когда напряжение на нагрузке превышает опорное или когда оно должно быть регулируемым. В последнем случае в состав делителя включается потенциометр. В этом случае (при $U_н > U_о$) появляется возможность включить стабилитрон на выходе стабилизатора, как показано на рис. 24,*б* (а не на его входе, как это было в схемах на рис. 23), вследствие чего улучшается стабильность опорного напряжения, так как напряжение $U_н$ стабильнее входного питающего напряжения.

Рассмотрим работу стабилизатора параллельного типа с регулирующим транзистором по схеме с общим коллектором (рис. 24,*а*).

Предположим, что входное напряжение $U_{вх}$ возросло на $\Delta U_{вх}$. Это приведет к увеличению выходного напряжения на $\Delta U_н$ и нагрузочного тока на $\Delta I_н$. При этом напряжение на базе транзистора T_2 изменится по отношению к опорному напряжению на эмиттере этого же транзистора на величину $n\Delta U_н$. Если коэффициент усиления УПТ на транзисторе T_2 равен $k_у$, то на базу регулирующего транзистора T_1 поступит сигнал $n\Delta U_н k_у$. Этот сигнал вызовет увеличение тока эмиттера на величину $\Delta I_э$, в результате чего создается дополнительное падение напряжения на балластном резисторе $R_б$, а напряжение $U_н$ уменьшится почти до номинального значения. Очевидно, что чем больше коэффициент усиления $k_у$, тем меньшие отклонения выходного напряжения от номинального значения $U_н$ могут быть компенсированы регулирующим транзистором. Следовательно, повышение $k_у$ УПТ приведет к увеличению коэффициента стабилизации и уменьшению выходного сопротивления стабилизатора.

Кроме рассмотренного стабилизатора с регулирующим транзистором, включенным по схеме с общим коллектором, возможны также стабилизаторы с включением регулирующего транзистора по схеме с общим эмиттером. Пример такой схемы приведен на рис. 24,*б*. Особенность таких схем заключается в том, что усилительный и регулирующий транзисторы имеют разные типы проводимости. Это позволяет исключить дополнительные элементы для питания коллекторной цепи T_2.

Коэффициент стабилизации и выходное сопротивление параллельных стабилизаторов с УПТ в цепи обратной связи можно определить по формулам:

$$K_{ст} = \frac{n k_у h_{21Э\,T1} R_б}{r_{вых} + h_{11Э\,T1}} \frac{U_н}{U_{вх}};$$

$$R_{вых} \approx \frac{r_{Э T1} + (r_{вых} + r_{Б T1})/h_{21Э\,T1}}{n k_у},$$

где $r_{вых} = r_{К T2}/h_{21Э\,T2}$ — выходное сопротивление УПТ.

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ К. П. Д. СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ТИПА

Основным недостатком компенсационных стабилизаторов параллельного типа является их относительно низкий к. п. д. Коэффициент полезного действия стабилизатора представляет собой отношение мощности, выделяемой на нагрузке, ко входной мощности.

В режиме постоянной нагрузки к. п. д. существенно зависит от выбранных напряжений $U_{вх}$ и $U_н$ и токов $I_н$ и $I_{РЭ}$. При постоянных напряжениях $U_{вх}$ и $U_н$ с уменьшением тока нагрузки к. п. д. стабилизатора уменьшается, приближаясь к нулю. Так как входной ток постоянен

$$I_{вх} = I_н + I_{РЭ} = \text{const},$$

то при токе нагрузки, равном нулю, на коллекторе регулирующего транзистора должна рассеиваться максимальная мощность

$$P_К = P_н = U_н I_{РЭ} = U_н I_{вх},$$

Рассмотрим некоторые пути повышения к. п. д. параллельных стабилизаторов.

1. Уменьшение сопротивления балластного резистора. Такой путь повышения к. п. д. связан с уменьшением коэффициента стабилизации и увеличением выходного сопротивления стабилизатора, поэтому применяется редко.

2. Уменьшение тока регулирующего элемента. Этот метод может быть применен только для постоянных токов и напряжений нагрузки, что редко бывает на практике. Следует добавить, что в этом случае сужаются возможные пределы изменения входного напряжения, при которых сохраняется работоспособность стабилизатора.

3. Изменение входного тока в зависимости от тока нагрузки. Повысить к. п. д. стабилизатора можно, если отказаться от традиционного условия $I_{вх}=\mathrm{const}$ и сделать входной ток зависимым от тока нагрузки. Возможен, например, вариант, при котором $R_б$ принимает два дискретных значения. Переключение сопротивления резистора может быть выполнено с помощью реле. Однако такой путь также имеет серьезные недостатки: инерционность устройства, нежелательные переходные процессы при переключении реле и др.

Рис. 25. Вольт-амперные характеристики балластных резисторов.

4. Применение нелинейных балластных резисторов. Указанные методы повышения экономичности параллельных стабилизаторов не дают большого эффекта, так как в них предполагается неизменным выходное напряжение и практически постоянным — входное. В радиолюбительской практике чаще возникает необходимость получения стабильного выходного напряжения при колебаниях напряжения в сети. Кроме того, бывает необходимо регулировать выходное напряжение в некоторых пределах. В этом случае требуемый перепад напряжения $\Delta U_б = U_{б.макс} - U_{б.мин}$ весьма значителен и определяется желаемыми пределами регулировки выходного напряжения и видом вольт-амперной характеристики балластного резистора. На рис. 25 приведены вольт-амперные характеристики балластных резисторов различных типов. Для обеспечения требуемого перепада $\Delta U_б$ при линейном резисторе $R_б$ нужны большие управляющие токи $\Delta I_{РЭ1}$ (прямая *1* на рис. 25). Для получения большого напряжения $\Delta U_б$ при малом регулирующем токе было бы выгодным использовать балластные двухполюсники типа бареттера, обладающие токостабилизирующими свойствами. На рис. 25 кривая *2* отображает характеристику «идеального» бареттера. Используя такой прибор, можно получить $U_{б.мин}$ близким к нулю и значительно уменьшить ток $I_{РЭ\,макс}$, что позволило бы повысить к. п. д. параллельного стабилизатора почти до уровня последовательного. Однако реальные бареттеры не представляют таких возможностей. Значительные габариты, малый срок службы и ограниченная номенклатура бареттеров затрудняют их широкое применение в стабилизаторах напряжения.

В качестве балластных резисторов можно использовать лампы накаливания. Как видно из рис. 25 (кривая 3), эффект применения ламп накаливания сводится к уменьшению $I_{РЭ\,макс}$. Тепловая инерция нелинейного сопротивления ламп накаливания практически не отражается на частотных и переходных характеристиках стабилизатора. Гарантированный срок службы ламп накаливания невысок: 100—500 ч. Однако он намного увеличивается при снижении рабочей температуры нити, что всегда имеет место при эксплуатации стабилизатора в номинальном режиме. Применение ламп накаливания в качестве балластного резистора дает возможность по накалу нити визуально судить об исправности и режиме работы стабилизатора.

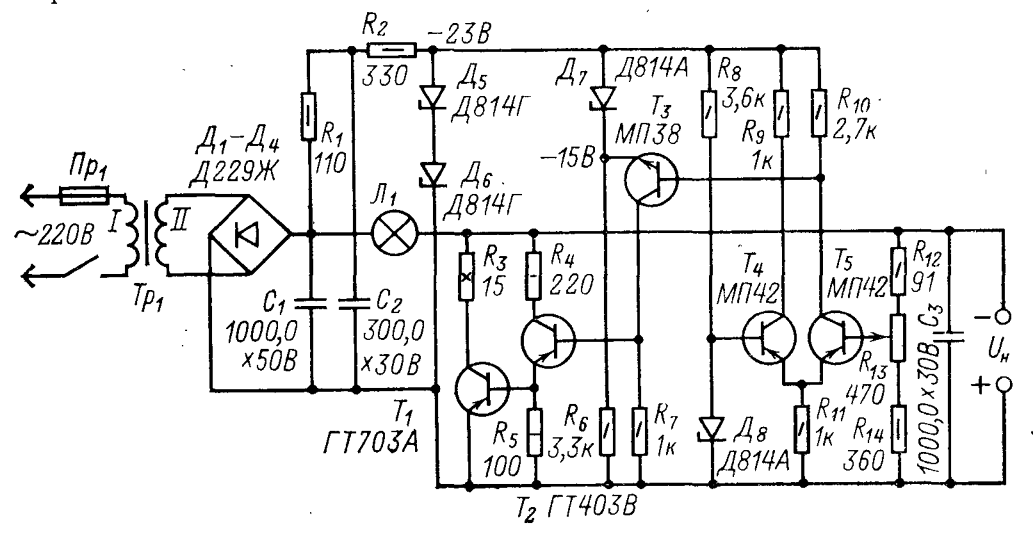


Рис. 26. Стабилизатор напряжения параллельного типа с высоким к. п. д.

Таким образом, весьма целесообразным для повышения к. п. д. параллельного стабилизатора, работающего при изменяющемся напряжении сети и переменном выходном напряжении, следует считать применение лампы накаливания в качестве балластного резистора.

В качестве балластного резистора в стабилизаторе на рис. 26 использована лампа накаливания $Л_1$. Стабилизатор может отдать в нагрузку ток до 1 А при регулируемом выходном напряжении в пределах от 7 до 25 В. Коэффициент стабилизации, выходное сопротивление, напряжение пульсаций на выходе и коэффициент полезного действия для различных режимов эксплуатации приведены в табл. 5. Там же приведены усредненные значения к. п. д. типового последовательного стабилизатора напряжения, имеющего примерно такие же характеристики.

Питается стабилизатор от выпрямителя, собранного по мостовой схеме, на выходе которого включен сглаживающий конденсатор C_1. Для питания управляющих цепей использован дополнительный сглаживающий фильтр из резистора R_1 и конденсатора C_2, после которого включена цепочка стабилизации управляющего напряжения на стабилитронах $Д_5$ и $Д_6$. Стабилизация напряжения питания управляющих цепей необходима по следующим причинам. Известно, что для поддержания опорного напряжения на заданном уровне ток,

проходящий через стабилитрон, не должен изменяться. Так как устройство предусматривает возможность широкой регулировки выходного напряжения, то при включении стабилитрона на выходе стабилизатора ток, протекающий через стабилитрон, изменялся бы в очень широких пределах, что вызвало бы большую нестабильность опорного напряжения. По этой причине стабилитрон $Д_8$, выполняющий роль источника опорного напряжения, питается от предварительно стабилизированного напряжения. Такое включение, кроме того, позволяет получить нижнюю границу выходного напряжения, лишь немного превышающую опорное напряжение, что невозможно при включении опорного стабилитрона непосредственно на выходе стабилизатора.

Таблица 5

Выходное напряжение $U_н$, В	Ток нагрузки $I_н$, А	Коэффициент стабилизации $K_{ст}$	Выходное сопротивление, $R_{вых}$, Ом	К. п. д. η, %	К. п. д. последовательного стабилизатора η, %
10	0,1 0,2 0,4	1000 900 800	0,01	10 15 25	30
15	0,1 0,2 0,5	700 650 600	0,022	15 22 35	50
20	0,1 0,5 1,0	600 400 160	0,03	20 45 60	65
25	0,1 0,5 1,0	500 300 25	0,05	25 53 75	75

Часть выходного напряжения для сравнения с опорным снимается с делителя напряжения на резисторах R_{12}—R_{14}. Сигнал рассогласования усиливается дифференциальным усилителем, выполненным на транзисторах T_4 и T_5. Усиленный сигнал рассогласования выделяется на резисторе R_{10} в цепи коллектора транзистора T_5. Применение лампы накаливания в качестве балластного резистора по сравнению с применением линейного резистора позволяет значительно уменьшить управляющий ток транзистора T_1 (рис. 25). Поэтому управляющая цепь реагирует на весьма незначительные изменения выходного напряжения, чему также способствует большой коэффициент усиления УПТ в цепи обратной связи стабилизатора. В итоге существенно увеличивается коэффициент стабилизации и уменьшается амплитуда пульсаций выходного напряжения.

Трансформатор $Тр_1$ стабилизатора выполняется на сердечнике Ш24 с толщиной набора 35 мм. Первичная обмотка I на 220 В должна содержать 1200 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,38 мм, вторичная II — 135 витков провода ПЭВ-2 0,8 мм. Радиатор транзи-

стора T_1 должен быть рассчитан на рассеиваемую мощность 6—7 Вт. В стабилизаторе использована лампа накаливания на 28 В мощностью 40 Вт. Можно использовать две параллельно включенные лампы на 26 В по 15 Вт каждая. Транзисторы T_4 и T_5 дифференциального усилителя должны быть подобраны близкими по параметрам ($h_{21Э}=50\div100$). Резистор R_3 — любой, с мощностью рассеяния не менее 10 Вт. Стабилизатор можно упростить, заменив дифференциальный усилитель одним транзистором. Для этого нужно удалить транзистор T_4 и резисторы R_9 и R_{11}, а эмиттер транзистора T_5 подключить к точке соединения резистора R_8 и стабилитрона $Д_8$. Температурная стабильность такого упрощенного стабилизатора несколько уменьшается.

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ТИПА

ПРОСТЕЙШИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Наиболее простая схема компенсационного стабилизатора последовательного типа (рис. 27) представляет собой эмиттерный повторитель на транзисторе T с фиксированным напряжением базы. Номинальное напряжение на нагрузке $U_н$ в таком стабилизаторе равно разности напряжения на стабилитроне $Д$ $U_о$ и напряжения на эмиттерном переходе регулирующего транзистора $U_{ЭБ}$, т. е. $U_н = U_о - U_{ЭБ}$.

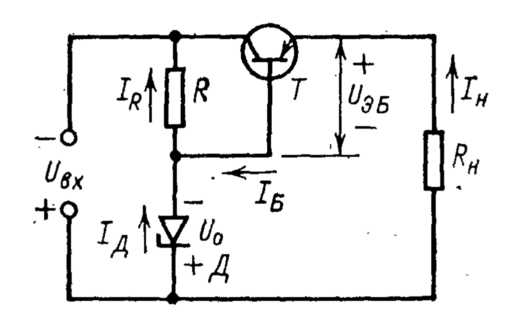


Рис. 27. Простейший стабилизатор напряжения последовательного типа.

Ток через стабилитрон задается резистором R. По этому резистору протекает базовый ток регулирующего транзистора $I_Б$, который определяется током нагрузки: $I_Б = I_н/(h_{21Э}+1)$. Так как потенциал базы транзистора практически не изменяется, то при постоянном $U_{вх}$ падение напряжения на резисторе R постоянно, поэтому $I_R = I_Б + I_Д = \mathrm{const}$. Следовательно, при отсутствии нагрузки ($I_Б = 0$) ток $I_Д$, протекающий через стабилитрон, максимален и определяется сопротивлением резистора R и напряжениями $U_{вх}$ и $U_о$. С возрастанием тока нагрузки растет ток $I_Б$, а ток через стабилитрон $Д$ уменьшается. Изменение тока $I_Д$ в этом случае составляет величину $\Delta I_н/(h_{21Э}+1)$, которая не должна превышать допустимого диапазона изменений тока стабилитрона. Отсюда следует, что при больших токах нагрузки в рассматриваемых стабилизаторах, так же как и

в стабилизаторах с параллельным включением нагрузки и регулирующего транзистора, может возникнуть необходимость выполнения последнего в виде составного транзистора. При этом расширяется диапазон нагрузочного тока стабилизатора по сравнению с параметрическим стабилизатором (см. рис. 10) в $h_{21Э\,T1}h_{21\,ЭT2}$ раз.

Коэффициент стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора последовательного типа определяются по формулам:

$$K_{ст} \approx \frac{RU_{н}}{r_{ст}U_{вх}},$$

$$R_{вых} \approx \frac{r_{ст} + h_{11Э}}{h_{21Э}}.$$

Как видно, в данном случае коэффициент стабилизации определяется значением $K_{ст}$ параметрического стабилизатора, образованного резистором R и диодом $Д$. Выходное сопротивление не отличается от выходного сопротивления простейшего стабилизатора параллельного типа. Здесь оно также зависит от тока регулирующего элемента, однако уменьшается с ростом нагрузочного тока.

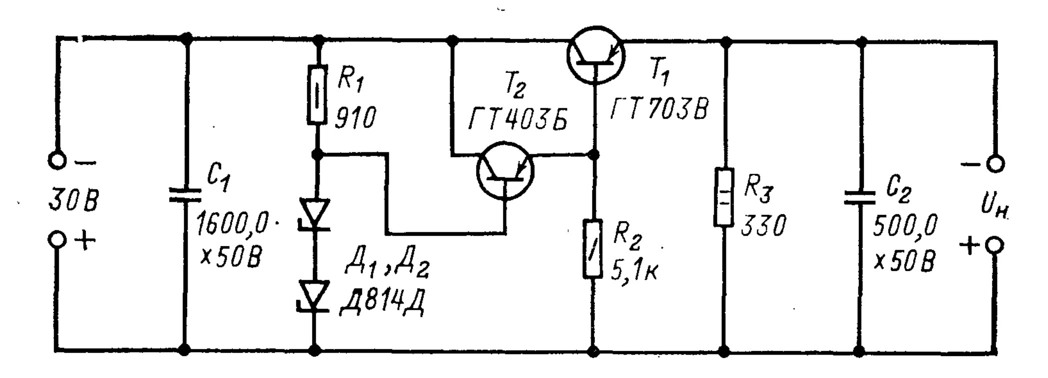


Рис. 28. Стабилизатор напряжения с составным регулирующим транзистором.

Коэффициент полезного действия простейшего стабилизатора последовательного типа (рис. 27) определяется по формуле

$$\eta = \frac{P_{н}}{P_{вх}} = \frac{U_{н}I_{н}}{U_{вх}(I_{н} + I_{R})}.$$

Простейшие стабилизаторы последовательного типа в силу присущих им особенностей не позволяют получить $K_{ст} > 30 \div 50$ и $R_{вых} < 0{,}2 \div 0{,}5$ Ом, а потому применяются лишь при невысоких требованиях к качеству стабилизации выходного напряжения ($K_{ст} = 10 \div 20$, $R_{вых} = 0{,}5 \div 1$ Ом). В этих случаях их применение оправдано сравнительной простотой схемы.

В качестве примера на рис. 28 приведен простейший стабилизатор для питания оконечного каскада мощного транзисторного усилителя низкой частоты. Стабилизатор обеспечивает напряжение на нагрузке 24 В при токе от 0,2 до 2 А, коэффициент стабилизации 15, выходное сопротивление 0,3 Ом. Работоспособность стабилизатора сохраняется при изменении входного напряжения в пределах $\pm 10\%$.

Стабилизатор представляет собой эмиттерный повторитель на составном транзисторе T_1, T_2. Он отличается от предыдущего стабилизатора (рис. 27) тем, что при изменении выходного напряжения изменяется напряжение смещения базы транзистора T_2, который управляет регулирующим транзистором T_1. Выходное напряжение здесь не регулируется, а определяется типом стабилитронов $Д_1$ и $Д_2$.

Ввиду отсутствия в схеме термокомпенсирующих элементов для уменьшения дрейфа выходного напряжения необходимо использовать стабилитроны с низким ТКН (Д818Д, Д818Е и др.), а транзисторы T_1 и T_2 выбирать с возможно меньшими обратными токами коллектора (хотя последнее и влияет на ТКН стабилизаторов в меньшей степени). Транзисторы следует размещать на изолированной медной или алюминиевой пластине толщиной 5 мм и площадью не менее 20×20 см^2.

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ С УСИЛИТЕЛЯМИ В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Характеристики простейшего стабилизатора последовательного типа можно улучшить, вводя в цепь обратной связи УПТ. Схема такого стабилизатора приведена на рис. 29. Она представляет собой транзисторный компенсационный стабилизатор с последовательно включенным регулирующим транзистором T_1, однокаскадным УПТ на транзисторе T_2 и источником опорного напряжения в виде кремниевого стабилитрона $Д$ в цепи эмиттера транзистора T_2.

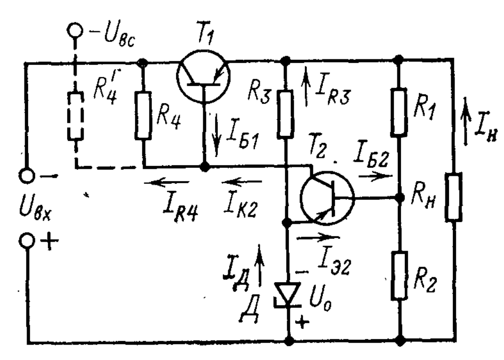


Рис. 29. Стабилизатор напряжения последовательного типа с усилителем в цепи обратной связи.

Делитель выходного напряжения на резисторах R_1, R_2 и резистор R_3 со стабилитроном $Д$ образуют измерительный мост, на одну диагональ которого поступает выходное напряжение стабилизатора $U_н$. Ко второй диагонали моста подключен переход эмиттер — база транзистора T_2. Мост работает как схема сравнения.

Коэффициент стабилизации и выходное сопротивление рассматриваемого стабилизатора определяются по формулам:

$$K_{ст} \approx \frac{nR_1}{h_{11Б\,T2} + r_{ст} + \dfrac{nR_1}{h_{21Э\,T2}}} \frac{U_н}{U_{вх}};$$

$$R_{вых} \approx \frac{h_{11Б\,T2} + r_{ст} + \dfrac{nR_1}{h_{21Э\,T2}}}{n} \left(\frac{h_{11Б\,T1}}{R_4} + \frac{1}{h_{21Э\,T1}}\right).$$

Из этих выражений следует, что для повышения $K_{ст}$ и уменьшения $R_{вых}$ необходимо увеличивать n и уменьшать сопротивление резистора R_1. Уменьшение сопротивления резистора R_1 можно полу-

чить и при неизменном значении n (если, например, $U_н > U_о$) за счет умощнения делителя выходного напряжения. Однако при этом снижается к. п. д. стабилизатора, поэтому практически сопротивление делителя выбирается таким, чтобы ток делителя R_1, R_2 на один-два порядка превышал ток базы транзистора T_2.

Повышение $K_{ст}$ можно получить также за счет использования стабилитрона с малым дифференциальным сопротивлением $r_{ст}$, а также в результате применения транзисторов с бо́льшим $h_{21Э}$. При этом увеличивается коэффициент усиления усилителя $k_у$ в цепи обратной связи стабилизатора, а следовательно, чувствительность стабилизатора к влиянию дестабилизирующих факторов, изменяющих напряжение $U_н$.

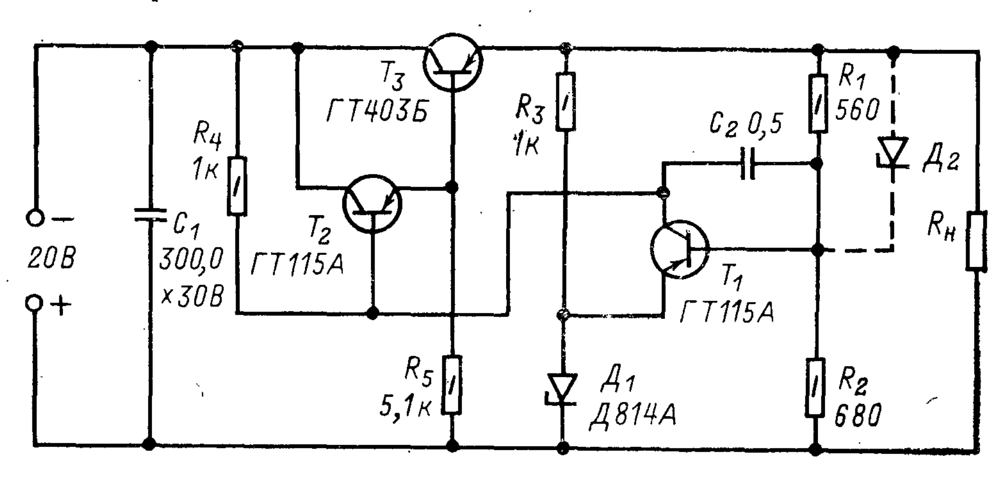


Рис. 30. Стабилизатор напряжения с усилителем в цепи обратной связи и составным регулирующим транзистором.

Другой путь повышения $k_у$ заключается в увеличении сопротивления резистора R_4, который является нагрузкой транзистора T_2. Увеличение сопротивления резистора R_4 способствует также уменьшению $R_{вых}$. Однако, с другой стороны, сопротивление нельзя выбрать очень большим, так как тогда оно будет ограничивать базовый ток регулирующего транзистора. Это может привести к тому, что при больших токах нагрузки $I_н$ регулирующий транзистор T_1 войдет в режим насыщения и потеряет усилительные свойства, что приведет к прекращению нормальной работы стабилизатора.

Для стабилизации выходного напряжения напряжение на базе регулирующего транзистора должно определяться требуемым выходным напряжением. Для этого необходимо правильно выбрать соотношение токов базы регулирующего транзистора $I_{Б1}$ и коллектора усилительного транзистора $I_{К2}$. Как видно из схемы, приведенной на рис. 29, эти токи проходят через резистор R_4. Падение напряжения на резисторе R_4 определяет выходное напряжение $U_н$, так как

$$U_н = U_{вх} - U_{R4} - U_{БЭ\,T1} = U_{вх} - (I_{Б1} + I_{К2})\,R_4 - U_{БЭ\,T1}.$$

При больших токах нагрузки и малом коэффициенте передачи $h_{21Э}$ регулирующего транзистора T_1 его базовый ток может во много раз превысить коллекторный ток транзистора T_2. В этом случае, как видно из приведенного соотношения, напряжение базы ре-

гулирующего транзистора, а следовательно, и значение $U_н$ будут определяться током нагрузки, т. е. произойдет полная дестабилизация схемы.

Для исключения такой ситуации необходимо до минимума уменьшить долю базового тока регулирующего транзистора в общем токе, протекающем через резистор R_4. Наиболее целесообразно это осуществить за счет использования составного транзистора в качестве регулирующего элемента. Составной транзистор позволит уменьшить ток $I_{Б1}$, в результате чего можно увеличить сопротивление резистора R_4, а следовательно, увеличить коэффициент стабилизации $K_{ст}$.

Пример стабилизатора с составным транзистором в качестве регулирующего элемента приведен на рис. 30. Стабилизатор обеспечивает питание нагрузки током до 500 мА при напряжении $U_н = 15$ В. Коэффициент стабилизации при токе нагрузки $I_н = 300$ мА составляет $K_{ст} = 20$, выходное сопротивление $R_{вых} \approx 0{,}03$ Ом. Напряжение пульсаций на выходе 220 мВ. Но указанные меры, однако, не позволяют все же получить высокий коэффициент стабилизации в схеме на рис. 30, поскольку между базой регулирующего транзистора (через резистор R_4) и входом стабилизатора существует прямая дестабилизирующая связь. Колебания входного напряжения $U_{вх}$ вызывают изменение напряжения и тока базы регулирующего транзистора T_1 (рис. 29) и изменение тока, протекающего через него. Следовательно, изменениям потенциала и тока базы регулирующего транзистора, обусловленным цепью обратной связи, противодействуют колебания входного напряжения $U_{вх}$. Этим объясняется и высокое значение пульсаций напряжения на нагрузке. Для улучшения качественных показателей стабилизаторов последовательного типа используется ряд методов, которые рассматриваются далее.

УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ТИПА

Характеристики стабилизатора, приведенного на рис. 30, существенно улучшатся, если базовую цепь регулирующего транзистора питать от стабилизированного источника вспомогательного напряжения $U_{вс}$ с малыми пульсациями переменного тока. Если это напряжение взять достаточно большим, то можно существенно увеличить сопротивление нагрузки усилительного каскада. Повышение этого напряжения позволит повысить крутизну характеристики коллекторного тока транзистора УПТ, что позволит существенно увеличить коэффициент усиления цепи обратной связи стабилизатора и его коэффициент стабилизации.

Стабилизатор со вспомогательным источником напряжения приведен на рис. 29 (пунктиром показано $R'_4 > R_4$, $U_{вс} > U_{вх}$). Недостаток схемы — необходимость в дополнительном качественном источнике $U_{вс}$.

На рис. 31 приведен стабилизатор со сглаживающим фильтром в базовой цепи регулирующего транзистора. В этом стабилизаторе резистор R_4 заменен двумя R'_4, R''_4 и добавлен конденсатор C_2. Так как ток, протекающий через этот фильтр, весьма мал, то даже при емкости конденсатора C_2 в несколько десятков микрофарад пульсации напряжения на базе регулирующего транзистора, а следовательно, и на выходе стабилизатора существенно уменьшаются. Следует иметь в виду, что сумма сопротивлений резисторов R'_4 и R''_4 должна быть равна сопротивлению резистора R_4 в схеме на рис. 30.

В стабилизаторе, схема которого показана на рис. 32, питание цепей базы регулирующего транзистора и коллектора транзистора УПТ осуществляется через токостабилизирующий двухполюсник. В качестве такого двухполюсника используется *n-p-n* транзистор, напряжение на базе которого стабилизировано с помощью стабилитрона $Д_2$, включенного как диод.

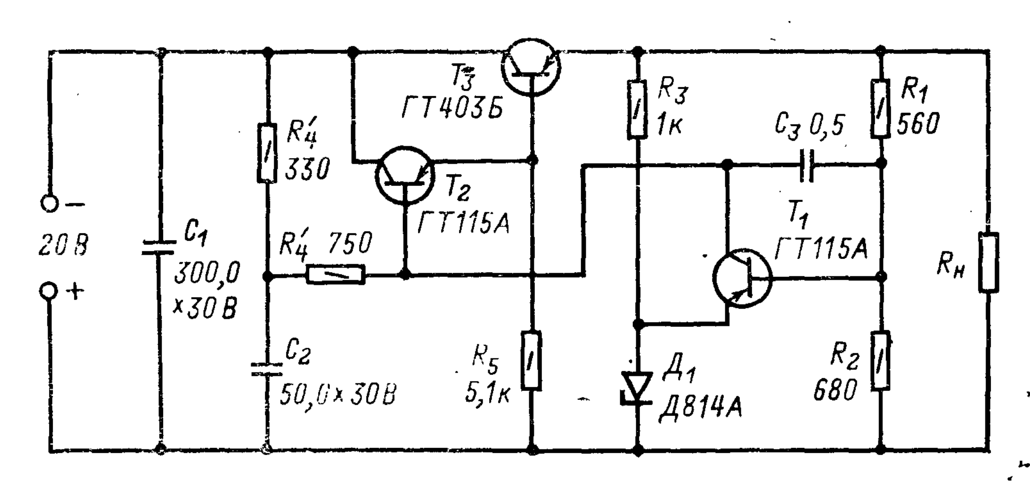


Рис. 31. Введение дополнительной *RC*-цепочки для уменьшения пульсаций выходного напряжения.

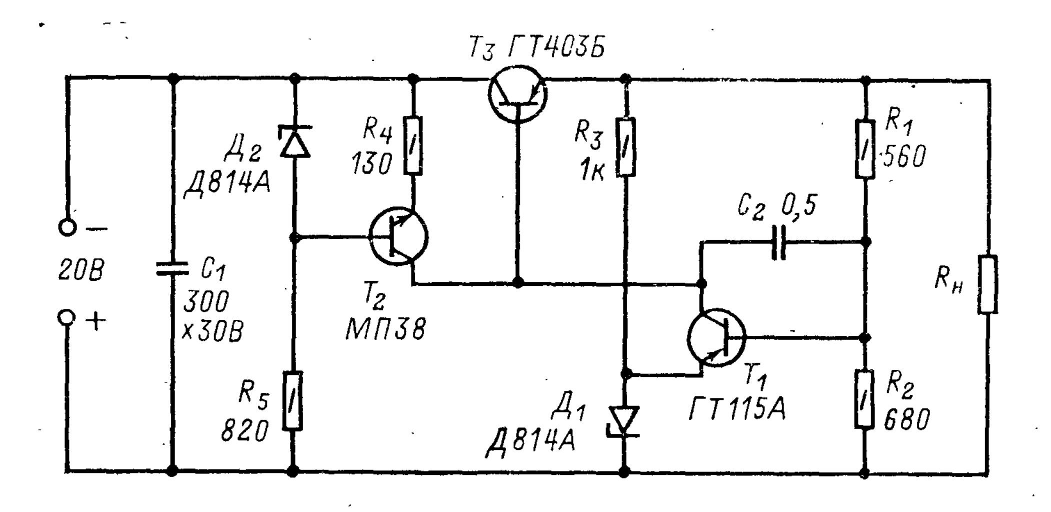


Рис. 32. Использование токостабилизирующего двухполюсника для улучшения параметров стабилизатора напряжения.

Принцип работы токостабилизирующего двухполюсника (стабилизатора тока) аналогичен принципу работы стабилизатора напряжения. Напряжение на стабилитроне $Д_2$ сравнивается с падением напряжения на резисторе R_4 от протекающего по нему эмиттерного тока транзистора T_2. Сигнал рассогласования прикладывается к переходу база — эмиттер этого же транзистора T_2. При его изменении коллекторный ток меняется таким образом, что всегда устраняется рассогласование между опорным напряжением на стабилитроне $Д_2$ и падением напряжения на резисторе R_4. Значение стабилизирован-

ного тока $I_{К2}$ определяется положением рабочей точки на коллекторных характеристиках транзистора T_2, которое можно изменять соответствующим выбором сопротивления резистора R_4 или стабилитрона $Д_2$. Поскольку токостабилизирующий двухполюсник имеет высокое внутреннее сопротивление, введение его в схему стабилизатора эквивалентно увеличению сопротивления нагрузки усилительного каскада по переменному току. Это позволяет улучшить все параметры стабилизатора.

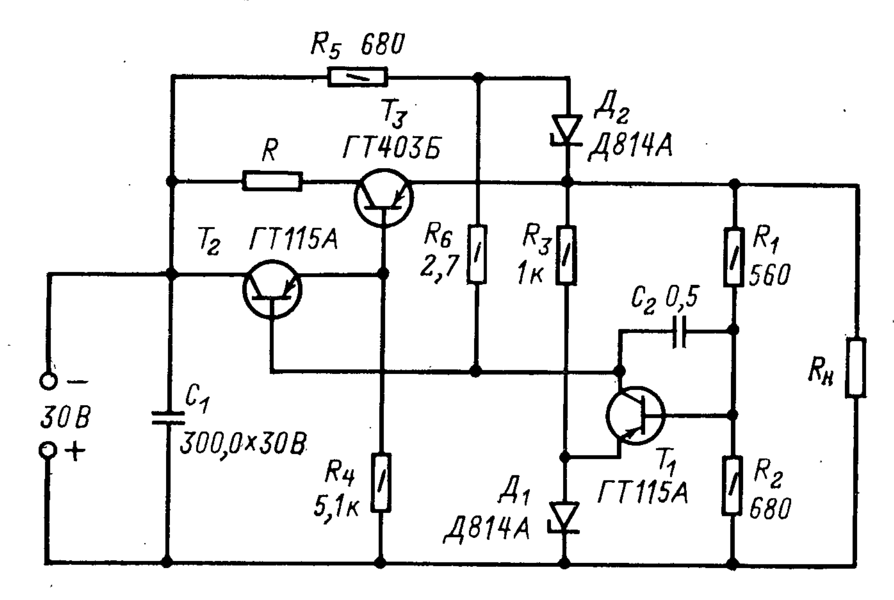


Рис. 33. Использование вспомогательного стабилизированного напряжения для питания усилителя в цепи обратной связи.

Базовые цепи регулирующего транзистора и транзистора усилителя обратной связи в стабилизаторе, схема которого дана на рис. 33, питаются от источника вспомогательного напряжения, образованного резистором R_5 и стабилитроном $Д_2$.

Стабилизатор на рис. 33 напоминает стабилизатор с дополнительным источником по рис. 29 и составным транзистором в РЭ по рис. 30, но позволяет обойтись одним источником. Для снижения мощности, выделяющейся на регулирующем транзисторе, в его коллекторную цепь включен резистор R, сопротивление которого определяется по формуле $R \approx 10/I_н$, где $I_н$ — ток нагрузки в амперах.

На рис. 34 приведен стабилизатор, характеристики которого улучшены по сравнению с характеристиками стабилизатора, схема которого приведена на рис. 30, за счет применения в качестве T_2 транзистора *n-p-n* типа взамен транзистора *p-n-p* типа и изменения места включения опорного стабилитрона. В этом случае колебания входного напряжения поступают на эмиттерные переходы транзисторов только через достаточно большие сопротивления коллекторных переходов, и, таким образом, влияние изменения напряжения источника питания на стабилизатор существенно уменьшается.

В стабилизаторе, приведенном на рис. 35, применены регулирующий транзистор и транзистор УПТ разных типов проводимости. Особенностью стабилизатора является то, что регулирующий транзистор подключен к положительному полюсу стабилизируемого напряжения.

Так как коллекторный ток транзистора T_1 и базовый ток регулирующего транзистора T_2 имеют одно направление, отпадает необходимость в специальном нагрузочном резисторе и источнике вспомогательного напряжения, а также значительно упрощается согласование режимов транзисторов T_1 и T_2. При выполнении стабилизатора по этой схеме можно обойтись без применения в регулирующем элементе составного транзистора до токов нагрузки 200—500 мА.

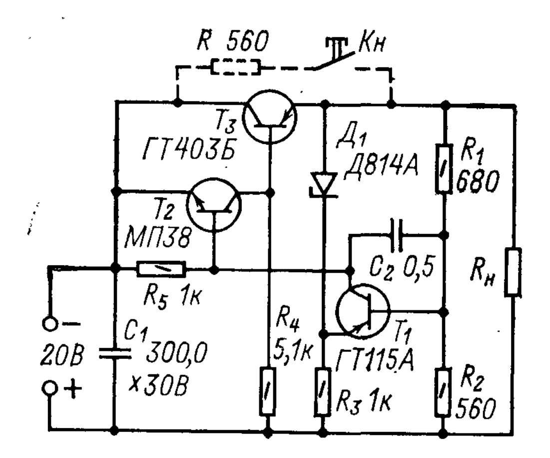


Рис. 34. Построение составного регулирующего элемента на транзисторах различной проводимости.

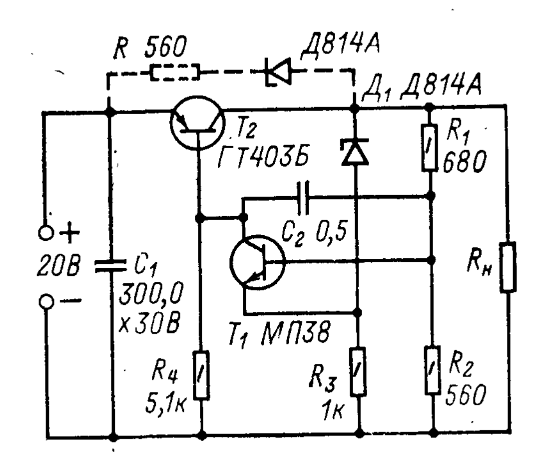


Рис. 35. Стабилизатор напряжения на транзисторах различной проводимости.

Все разновидности стабилизаторов, приведенных на рис. 30—35, испытывались при токе нагрузки $I_н$=300 мА и выходном напряжении $U_н$=15 В. Во время испытаний стабилизаторы питались от выпрямителя, собранного по мостовой схеме без сглаживающего фильтра. Параметры, полученные в результате испытаний, приведены в табл. 6. Для расширения температурного диапазона работы этих стабилизаторов можно заменить германиевые транзисторы кремниевыми, транзисторы типа ГТ403Б — транзисторами КТ801Б, ГТ115А — транзисторами МП111Б, МП38 — транзисторами КТ104Б. При этом во всех стабилизаторах необходимо изменить полярность входного напряжения и полярность включения стабилитронов. И в том, и в другом случае регулирующий транзистор необходимо размещать на радиаторе, обеспечивающем рассеивание мощности, равной 3—4 Вт. В этом случае допускается ток нагрузки 400—600 мА (при $U_н$=15 В).

Необходимо иметь в виду, что стабилизаторы на рис. 34 и 35 при подсоединенной нагрузке и при подаче напряжения питания могут не запуститься. В таком случае запуск стабилизаторов нужно осуществлять при уменьшении или полном отключении нагрузки. Если это нежелательно, в стабилизаторе нужно предусмотреть специальную пусковую цепь. Пример такой цепи показан пунктиром на рис. 34 для режима «ручного» запуска и на рис. 35 для автоматического запуска.

В заключение следует отметить, что коэффициент стабилизации всех приведенных схем можно повысить увеличением доли выходного напряжения, действующей на усилитель обратной связи стаби-

лизатора. С этой целью необходимо увеличивать коэффициент $n = R_2/R_1+R_2$, что возможно путем выбора опорного напряжения, близкого к значению $U_н$. Другим путем является замена резистора R_1 (см. рис. 30) таким стабилитроном (показан пунктиром), чтобы $U_{д1}+U_{д2} \approx U_н$. Такая замена позволяет увеличить коэффициент стабилизации такого стабилизатора (см. рис. 30) от 20 до 50 (для указанного режима).

Таблица 6

Стабилизатор по рисунку	Коэффициент стабилизации $K_{ст}$	Выходное сопротивление $R_{вых}$, Ом	Напряжение пульсации на выходе, мВ
Рис. 30	20	0,03	220
Рис. 31	20	0,03	15
Рис. 32	150	0,15	15
Рис. 33	300	0,015	5
Рис. 34	300	0,06	15
Рис. 35	200	0,5	30

Таким образом, наиболее эффективными и практически равноценными следует считать стабилизаторы последовательного типа, приведенные на рис. 32—35. Однако следует иметь в виду, что стабилизатор на рис. 33 не экономичен и требует большого входного напряжения по сравнению со стабилизаторами на рис. 32, 34, 35. Последние два, кроме того, должны иметь специальные цепи запуска.

Стабилизаторы на рис. 30 и 31 могут быть рекомендованы лишь в случаях невысоких требований к коэффициенту стабилизации и выходному сопротивлению стабилизатора. Применение таких стабилизаторов в этом случае оправдано их простотой.

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ С КОМБИНИРОВАННЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

На рис. 36 приведен стабилизатор с прямой компенсирующей связью. На базу транзистора T_1, кроме части выходного напряжения, подается также часть входного нестабилизированного напряжения $U_{вх}$. Рассмотрим действие прямой компенсирующей связи. Пусть, например, входное напряжение увеличилось. Тогда увеличится ток базы транзистора T_1 за счет увеличения его составляющей, протекающей по резистору R_5. Это вызовет увеличение коллекторного тока $I_{К1}$, а следовательно, уменьшение токов базы и коллектора регулирующего транзистора T_2, что приведет к некоторому уменьшению выходного напряжения стабилизатора. Очевидно, что, меняя сопротивление резистора R_5, можно получить как полную компенсацию, так и перекомпенсацию изменений $U_{вх}$. При перекомпенсации увеличение входного напряжения приводит к уменьшению выходного напряжения.

Рассмотренный метод компенсации позволяет улучшить $K_{ст}$ стабилизатора, но выходное сопротивление стабилизатора не уменьшает. Для снижения выходного сопротивления в стабилизатор вво-

дится дополнительная цепь положительной обратной связи по току (рис. 37). В этом случае к переходу эмиттер — база транзистора T_1 прикладывается напряжение, зависящее от тока нагрузки и сопротивления резистора положительной обратной связи R_5: $U_{БЭ T1} = nU_н - U_0 - I_н R_5$.

При возрастании тока нагрузки в обычных стабилизаторах уменьшается напряжение $U_н$ и, следовательно, $nU_н$. В схеме, приведенной на рис. 37, это уменьшение компенсируется за счет слагаемого $I_н R_5$. Изменяя сопротивление резистора обратной связи, можно получить желаемое значение $R_{вых}$ стабилизатора.

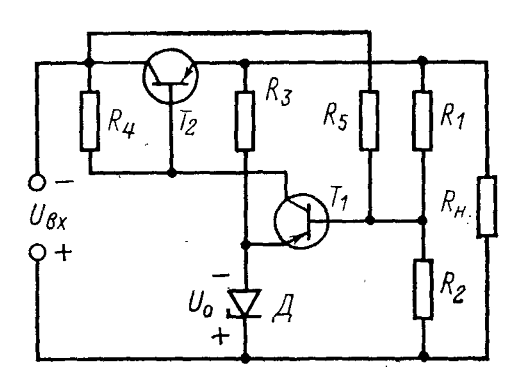


Рис. 36. Стабилизатор напряжения с прямой компенсирующей связью по входному напряжению.

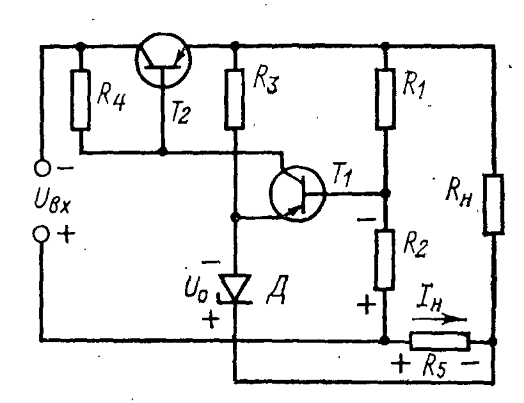


Рис. 37. Стабилизатор напряжения с положительной обратной связью по току.

Наибольший эффект в стабилизаторах с комбинированным регулированием можно получить при одновременном использовании прямой компенсирующей связи и положительной обратной связи по току (рис. 38). Для реализации положительной обратной связи по току в стабилизатор введены транзистор T_1 и резисторы R_1, R_2. Напряжение на R_1 пропорционально $I_н$ и приложено между базой и эмиттером транзистора T_1. Таким образом, оно определяет коллекторный ток этого транзистора. Резистор R_2 включен для создания отрицательной обратной связи по току в каскаде на транзисторе T_1. Изменяя сопротивление резистора R_2, можно добиться требуемой зависимости $U_н$ от $I_н$, которая определит необходимое выходное сопротивление стабилизатора. Транзистор T_3 включен, как в обычных стабилизаторах. Ток коллектора $I_{К3}$ определяется напряжением, приложенным между базой и эмиттером этого транзистора.

Ток базы регулирующего транзистора T_2 равен разности коллекторных токов транзисторов T_1 и T_3. При увеличении тока нагрузки, которое обычно сопровождается уменьшением выходного напряжения, ток $I_{К1}$ возрастает, а ток $I_{К3}$ уменьшается. В результате ток $I_{Б2}$ также возрастает, коллекторный ток транзистора T_2 увеличивается и напряжение на выходе стабилизатора восстанавливается до первоначального значения (с некоторой погрешностью).

Выходное сопротивление стабилизатора может быть любым, даже отрицательным (при котором с ростом $I_н$ напряжение $U_н$ увеличивается). Требуемое выходное сопротивление можно получить, подбирая сопротивления резисторов R_1 и R_2.

С целью увеличения коэффициента стабилизации на базу транзистора T_3, помимо выходного напряжения, подается синфазно (т. е. одного знака) с ним со входа стабилизатора через резистор R_7 часть нестабилизированного входного напряжения. Эта часть напряжения не зависит от действия цепи обратной связи и определяется лишь сопротивлением резистора R_7, которое составляет несколько десятков (иногда сотен) килоом. В зависимости от его величины можно получить как полную компенсацию, так и перекомпенсацию изменений входного напряжения.

Для запуска стабилизатора предусмотрена цепочка, составленная резистором R_8 и кнопкой K с нормально открытым контактом.

Стабилизатор, схема которого приведена на рис. 38, имеет следующие характеристики: выходное напряжение $U_н$ с пределами ре-

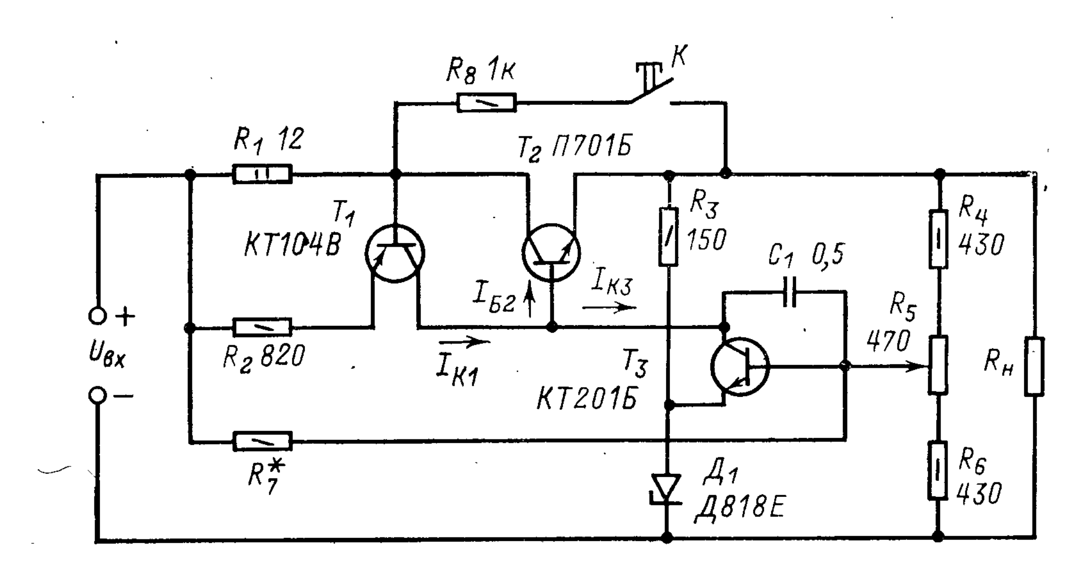


Рис. 38. Стабилизатор напряжения с комбинированным управлением.

гулировки 12,5—17,0 В при напряжении на входе стабилизатора $U_{вх}=25$ В$\pm$15%; коэффициент стабилизации $K_{ст}$ не менее 300; ток нагрузки до $I_н=300$ мА. При увеличении температуры окружающей среды от 25 до 65°С выходное напряжение практически не меняется.

Транзистор T_2 устанавливается на алюминиевом радиаторе с размерами 60×45 мм, толщина пластины-основания 5 мм, ребер 3 мм; высота ребер 25 мм. В том случае, если будет применен радиатор другой конструкции, он должен быть рассчитан на рассеивание мощности 5 Вт, выделяемой на коллекторе транзистора T_2.

Налаживание стабилизатора сводится к подбору резисторов R_1 и R_2 с целью получения требуемого выходного сопротивления. Сопротивление резистора R_1 выбирается с учетом обеспечения необходимого тока базы регулирующего транзистора, т. е. определяется максимальным током нагрузки. Сопротивление резистора R_2 определяет степень зависимости выходного напряжения от тока нагрузки. С его уменьшением выходное сопротивление стабилизатора падает. После этого подбирают резистор R_7, добиваясь максимального коэффициента стабилизации.

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ТИПА

Здесь приводятся три схемы стабилизаторов различного назначения. Первый предназначен для питания низковольтных нагрузок (1—1,5 В), потребляющих большие токи. Второй обеспечивает питание достаточно мощных потребителей напряжением 24—30 В. Третий стабилизатор предназначен для питания высоковольтных устройств, например, для стабилизации анодного напряжения ламп телевизора.

На рис. 39 приведен стабилизатор с выходным напряжением 1,2 В. Номинальный ток нагрузки до 3 А. Пульсации переменного напряжения на нагрузке не более 20 мВ, допустимые колебания сетевого напряжения ±10%.

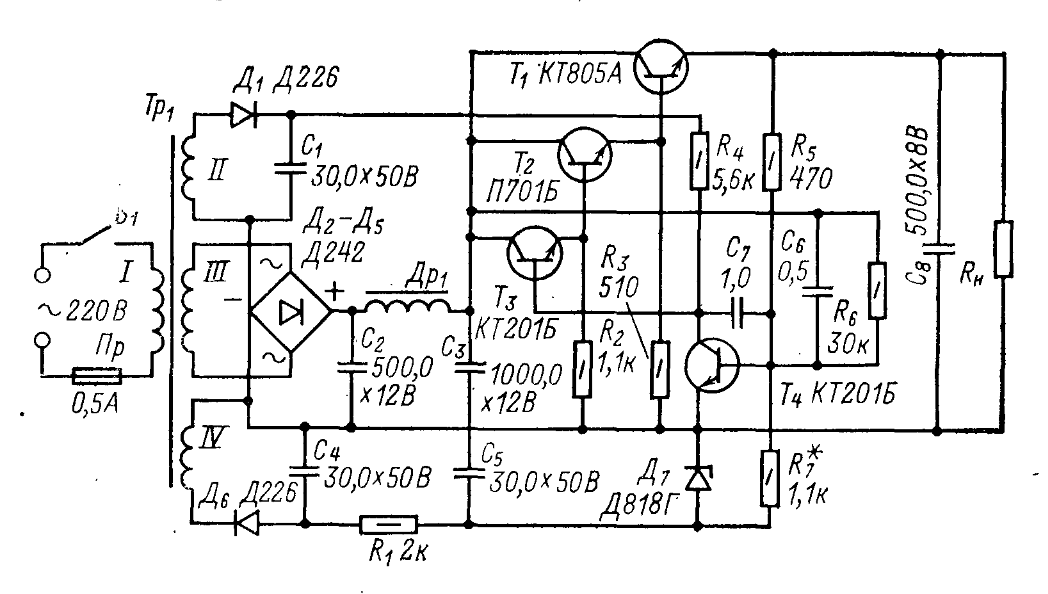


Рис. 39. Стабилизатор напряжения с выходным напряжением 1,2 В.

В качестве регулирующего элемента в стабилизаторе используется составной транзистор $Т_1$—$Т_3$. Усилитель постоянного тока выполнен на транзисторе $Т_4$ с питанием его коллекторной цепи от источника вспомогательного напряжения, в качестве которого используется однополупериодный выпрямитель на диоде $Д_1$. Для получения опорного напряжения используется кремниевый стабилитрон $Д_7$, питающийся от вспомогательного выпрямителя, выполненного на обмотке *IV* трансформатора, диоде $Д_6$ и сглаживающем фильтре R_1, $С_4$, $С_5$. Для повышения коэффициента стабилизации и снижения пульсаций выходного напряжения на базу транзистора $Т_4$ подается входное нестабилизированное напряжение через резистор R_6 и конденсатор $С_6$. Конденсатор $С_7$ предназначен для подавления генерации схемы на высоких частотах.

Питается стабилизатор от двухполупериодного выпрямителя, собранного по мостовой схеме на диодах $Д_2$—$Д_5$, через сглаживающий фильтр, состоящий из дросселя $Др_1$ и конденсаторов $С_2$, $С_3$. Дроссель собран на пластинах Ш20×32 с зазором 1 мм, обмотка содержит 600 витков провода ПЭВ-1 диаметром 1,8 мм. Трансформатор *Тр* выполнен на магнитопроводе Ш20×30 мм, сетевая обмотка (на 220 В) содержит 1440 витков провода ПЭЛ 0,18, обмотки *II* и *IV*

соответственно 60 и 200 витков провода ПЭЛ 0,18 и обмотка *III* — 44 витка провода ПЭВ-1 диаметром 1,8 мм.

На рис. 40 приведен стабилизатор напряжения, обеспечивающий питание нагрузки током до 2 А с возможностью регулировки выходного напряжения в диапазоне 24—30 В. При изменении напряжения сети на ±10% напряжение на нагрузке меняется не более чем на ±0,01%; амплитуда пульсаций не превышает 3 мВ.

Регулирующий элемент стабилизатора выполнен на составном транзисторе T_1—T_3. В качестве усилителя в цепи обратной связи используется транзистор T_4, эмиттер которого подключен к источнику опорного напряжения на стабилитронах $Д_6$, $Д_7$ и резисторе

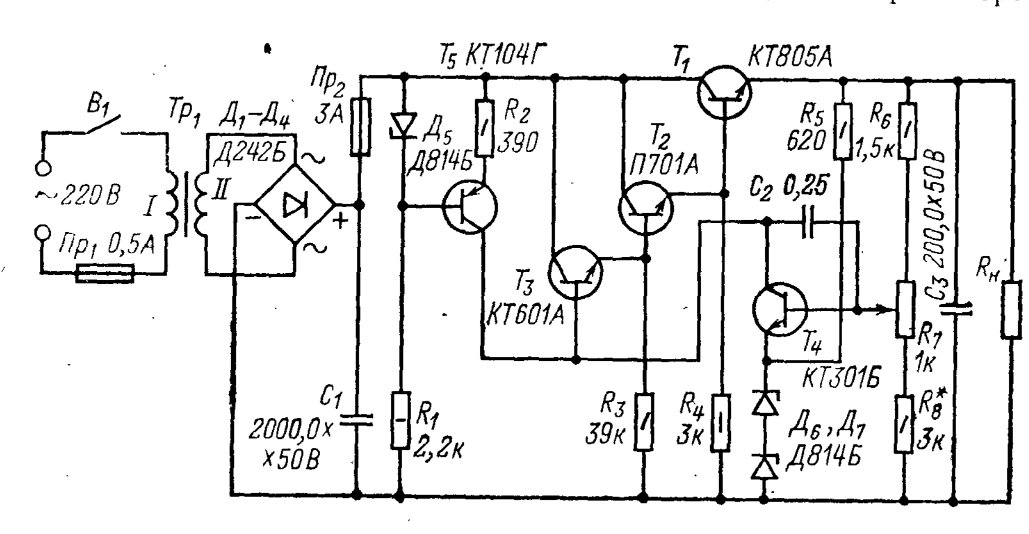


Рис. 40. Стабилизатор напряжения для питания мощного усилителя низкой частоты.

R_5. На базу транзистора T_4 подается часть выходного напряжения стабилизатора с помощью делителя R_6—R_8. Для повышения коэффициента стабилизации нагрузкой T_4 служит токостабилизирующий двухполюсник на транзисторе T_5, стабилитроне $Д_5$ и резисторах R_1 и R_2.

Питается стабилизатор от выпрямителя, собранного по мостовой схеме на диодах $Д_1$—$Д_4$. В качестве сглаживающего фильтра используется конденсатор C_1. Трансформатор $Тр_1$ собран на магнитопроводе Ш32×35 мм, обмотка *I* содержит 950 витков провода ПЭВ-1 0,53, обмотка *II* — 154 витка провода ПЭВ-1 1,19. Транзистор T_1 должен быть установлен на радиаторе, обеспечивающем рассеивание мощности порядка 20 Вт.

На рис. 41 приведен стабилизатор, который может быть использован для стабилизации анодного напряжения ламп телевизора. Стабилизатор обеспечивает ток нагрузки до 300 мА при коэффициенте стабилизации не менее 1500 и выходном сопротивлении не более 0,2 Ом. При установке стабилизатора из выпрямителя телевизора следует изъять дроссель фильтра.

Регулирующий каскад стабилизатора выполнен на транзисторах T_1, T_2 разных типов проводимости. Такой регулирующий элемент обеспечивает эффективное регулирование даже при падении напряжения на транзисторах, близком к напряжению их насыщения. Усилитель в цепи обратной связи выполнен на транзисторе T_4, потен-

циал эмиттера которого стабилизирован цепочкой из стабилитрона $Д_3$ и резистора R_5. Часть выходного напряжения подается на базу транзистора T_4 с делителя выходного напряжения R_6—R_8. Для уменьшения мощности, выделяющейся на транзисторе T_4, в его коллекторную цепь включен резистор R_4. На процесс регулирования этот резистор практически не оказывает влияния.

Стабилизатор не имеет специальных цепей запуска в отличие от стабилизатора на рис. 34. При подаче напряжения питания запуск обеспечивается током, протекающим через резистор R_2 и поддерживающим транзисторы T_1, T_2 практически в состоянии насыщения до зарядки конденсатора $C_н$, подключенного к выходу стабилизатора.

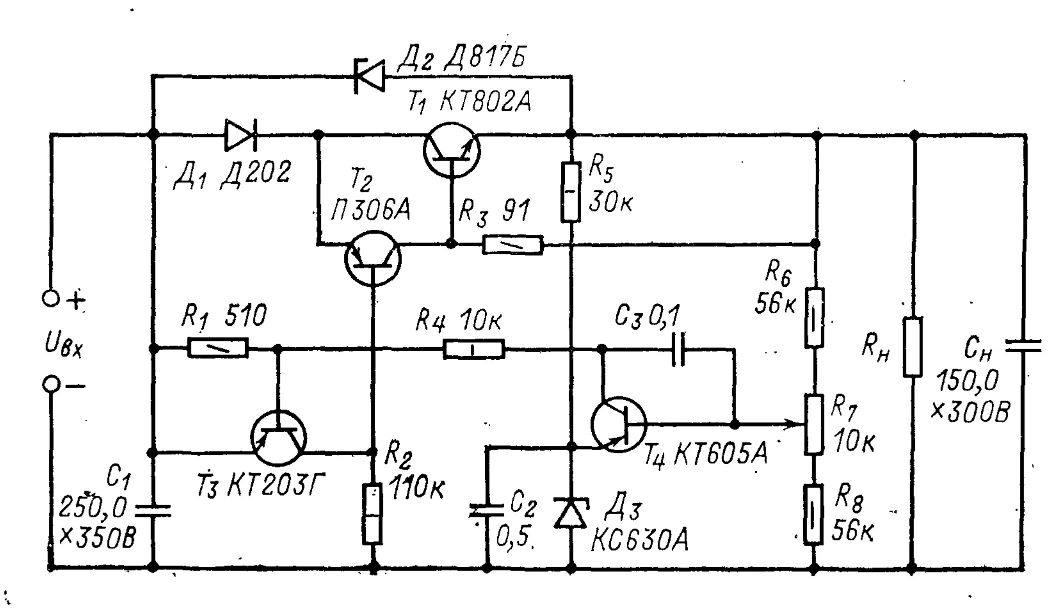


Рис. 41. Высоковольтный стабилизатор напряжения.

Транзистор T_4 откроется лишь тогда, когда напряжение на этом конденсаторе будет отличаться от номинального менее чем на 1 В. При протекании коллекторного тока транзистора T_4 через резистор R_1 открывается транзистор T_3, шунтирующий переход база — эмиттер транзистора T_2. В результате уменьшается базовый ток транзистора T_2, а следовательно, и базовый ток транзистора T_1; регулирующий элемент входит в рабочий режим.

Для нормального режима работы транзистора T_3, т. е. для увеличения напряжения $U_{КЭ}$, последовательно с регулирующим транзистором включен диод $Д_1$. Резистор R_3, шунтирующий переход база — эмиттер мощного регулирующего транзистора, обеспечивает линейный закон регулирования в стабилизаторе. При уменьшении нагрузки напряжение на входе стабилизатора может существенно увеличиться. Так как напряжение на выходе стабилизатора при этом остается неизменным, то разность между этими напряжениями, приложенная к транзистору T_1, может быть значительной. Для защиты транзистора от возможного пробоя предусмотрен стабилитрон $Д_2$. Разность входного и выходного напряжений, приложенная к транзистору T_1, ограничивается напряжением его стабилизации. Этот же стабилитрон защищает стабилизатор при резком уменьшении входного напряжения (например, при пробое конденсатора C_1), когда со

стороны выхода к стабилизатору оказывается приложенным обратное напряжение заряженного конденсатора. Защита транзисторов регулирующего каскада осуществляется в этом случае малым прямым сопротивлением стабилитрона.

Для обеспечения нормального температурного режима транзистор T_1 должен быть установлен на теплоотводе площадью 250 см², в стабилитрон $Д_3$ — 10 см².

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ В СТАБИЛИЗАТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

Потребность в стабилизаторах для питания аппаратуры, выполненной на интегральных схемах, привела к разработке специальных интегральных схем — стабилизаторов напряжения.

В интегральном исполнении выполняются стабилизаторы напряжения последовательного типа, предназначенные для питания маломощных нагрузок. На рис. 42 приведен такой стабилизатор напряжения на микросхеме типа К2ПП241 (строго говоря, в этом стабилизаторе есть внешние элементы, а потому его нельзя считать монолитным). Стабилизатор обеспечивает питание нагрузок током до 4 мА при коэффициенте стабилизации не менее 5. При входном напряжении от 5,4 до 12 В стабилизированное напряжение составляет 3,3—3,9 В.

Стабилизатор состоит из опорного элемента (стабилитрона $Д_1$, который подключается к микросхеме), усилителя на транзисторе T_2 и регулирующего элемента на транзисторе T_1.

В настоящее время отечественной промышленностью выпускаются микросхемы серий К142 и К181, в которые входят линейные полупроводниковые схемы, используемые в качестве стабилизаторов напряжения. На рис. 43,*а* приведен интегральный стабилизатор напряжения (микросхема типа К181ЕН1).

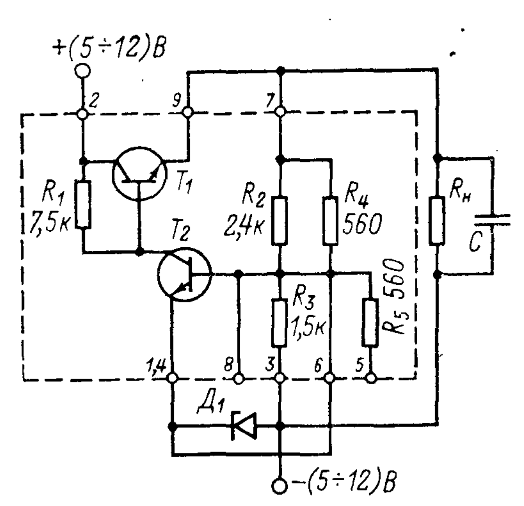


Рис. 42. Интегральный стабилизатор напряжения.

На основе микросхемы возможно построение стабилизаторов с выходным напряжением от 3 до 15 В при максимальном токе нагрузки до 150 мА. Входное напряжение (в зависимости от требуемого напряжения на нагрузке) составляет 9—20 В. Коэффициент стабилизации не менее 200, температурный дрейф выходного напряжения 0,01%/°С. Максимальная рассеиваемая мощность без теплоотвода при температуре окружающей среды от —10 до +35°С 500 мВт.

Остановимся на особенностях построения схемы стабилизатора. Источником опорного напряжения стабилизатора является стабилитрон $Д_3$. Рабочая точка на его вольт-амперной характеристике стабилизируется с помощью токостабилизирующего двухполюсника, состоящего из транзисторов T_1, T_2, диодов $Д_1$, $Д_2$ и резисторов R_1, R_2. Опорное напряжение подается в схему сравнения через эмиттер-

ный повторитель на транзисторе T_3. С помощью делителя на резисторах R_3—R_5 и диода $Д_5$, являющихся нагрузкой эмиттерного повторителя, осуществляется «деление» опорного напряжения до требуемого значения (примерно до 3 В).

Усилитель цепи обратной связи стабилизатора и схема сравнения выполнены на транзисторах T_8, T_9 по дифференциальной схеме. На базу транзистора T_8 подается опорное напряжение, а на базу T_9

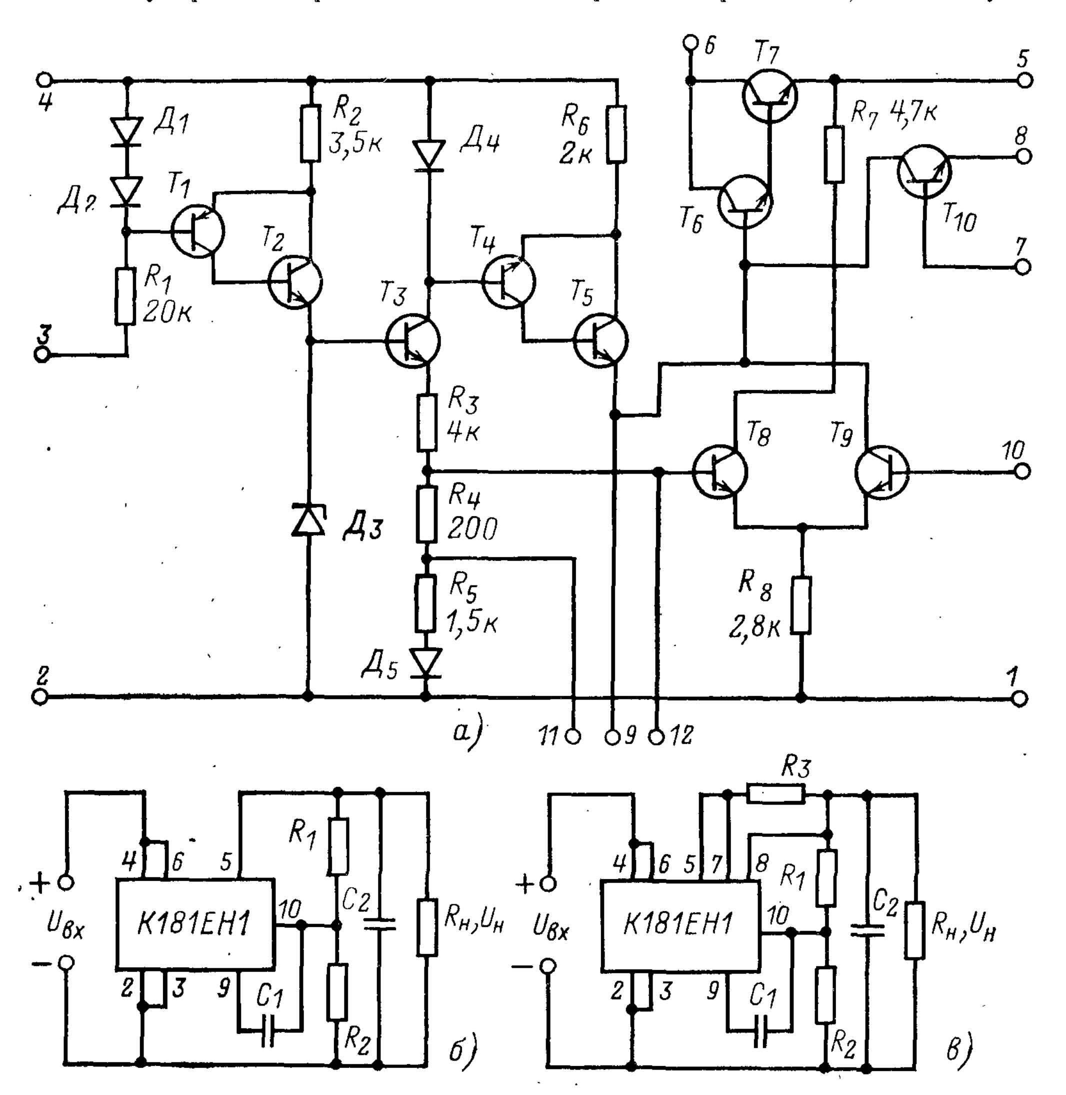


Рис. 43. Интегральный стабилизатор напряжения.

часть выходного напряжения. Управление регулирующим составным транзистором T_6, T_7 осуществляется транзистором T_9 усилителя цепи обратной связи, коллекторная цепь которого с целью уменьшения пульсаций выходного напряжения и повышения коэффициента стабилизации стабилизатора питается через токостабилизирующий двухполюсник (транзисторы T_4, T_5, диод $Д_4$, резистор R_6).

На рис. 43,*б* приведена схема включения интегрального стабилизатора напряжения. Выходное напряжение устанавливается внешним делителем на резисторах R_1, R_2. Ток делителя должен быть

равным 1,5 мА. Для устранения самовозбуждения стабилизатора при работе в условиях повышенной температуры используется конденсатор C_1, емкость которого выбирается в пределах от 100 до 1000 пФ. Емкость конденсатора нагрузки C_2 можно изменять от 0,1 до 200 мкФ.

Транзистор T_{10} может быть использован для построения схемы защиты от короткого замыкания на выходе стабилизатора. Простейшая схема, рассчитанная на ограничение максимального тока через регулирующий транзистор, приведена на рис. 43,*в*. Сопротивление резистора R_3 схемы защиты определяется по формуле $R_3 = 0{,}7/(kI_{н.макс})$, где $I_{н.макс}$ — максимальный ток, отдаваемый в нагрузку, А; $k=1{,}2 \div 2{,}0$ — коэффициент, показывающий, во сколько раз ток короткого замыкания превышает максимальный рабочий ток.

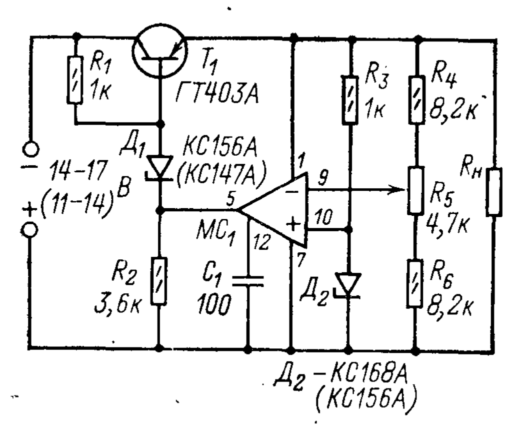


Рис. 44. Стабилизатор напряжения на базе интегрального УПТ.

При работе микросхемы в широком диапазоне изменения температуры окружающей среды рекомендуется выбирать $k \approx 2$. Произведение $kI_{н.макс}$ не должно превышать предельно допустимого тока короткого замыкания, равного 400 мА.

Построение стабилизаторов напряжения, выполненных на микросхемах серии К142, в основном аналогично рассмотренному. Характеристики микросхем этого типа приведены в табл. 7.

Таблица 7

Наименование параметров	Тип микросхемы							
	К1ЕН421А	К1ЕН421Б	К1ЕН421В	К1ЕН421Г	К1ЕН422А	К1ЕН422Б	К1ЕН422В	К1ЕН422Г
Максимальное входное напряжение, В	20	20	20	20	40	40	40	40
Минимальное входное напряжение, В	9	9	9	9	9	—	—	—
Максимальное выходное напряжение, В	12	12	12	12	30	30	30	30
Минимальное выходное напряжение, В	3	3	3	3	12	12	12	12
Коэффициент нестабильности по напряжению, не более, %/В	0,3	0,1	0,5	0,5	0,3	0,1	0,5	0,5
Максимальный ток нагрузки, мА	150	150	150	150	—	—	—	—

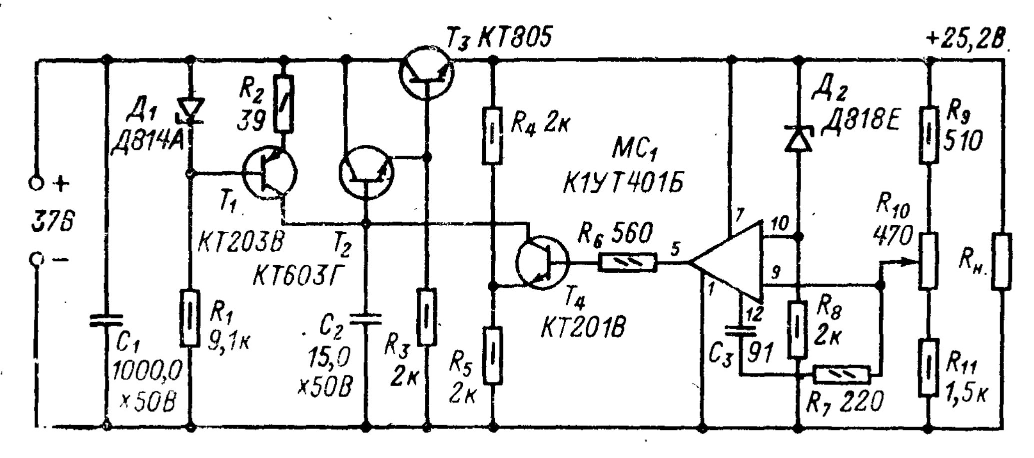


Рис. 45. Стабилизатор напряжения с токостабилизирующим двухполюсником и интегральным УПТ.

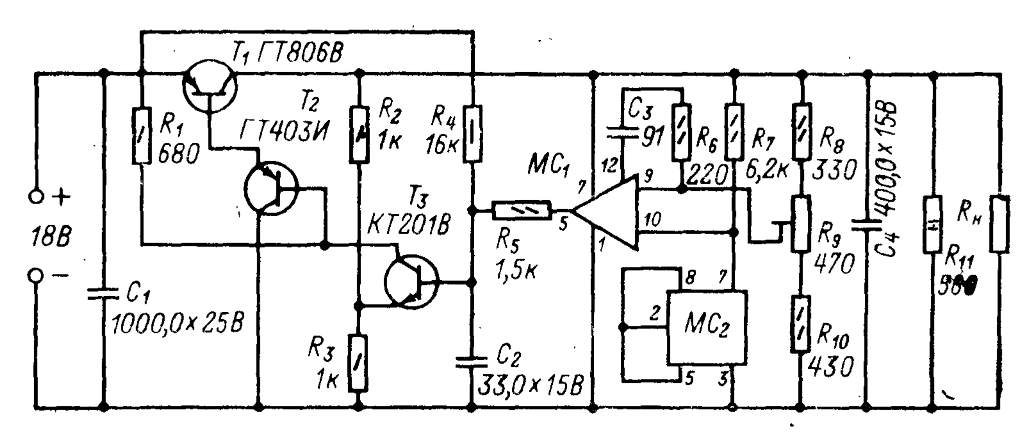


Рис. 46. Стабилизатор напряжения с интегральными УПТ и стабилитроном.

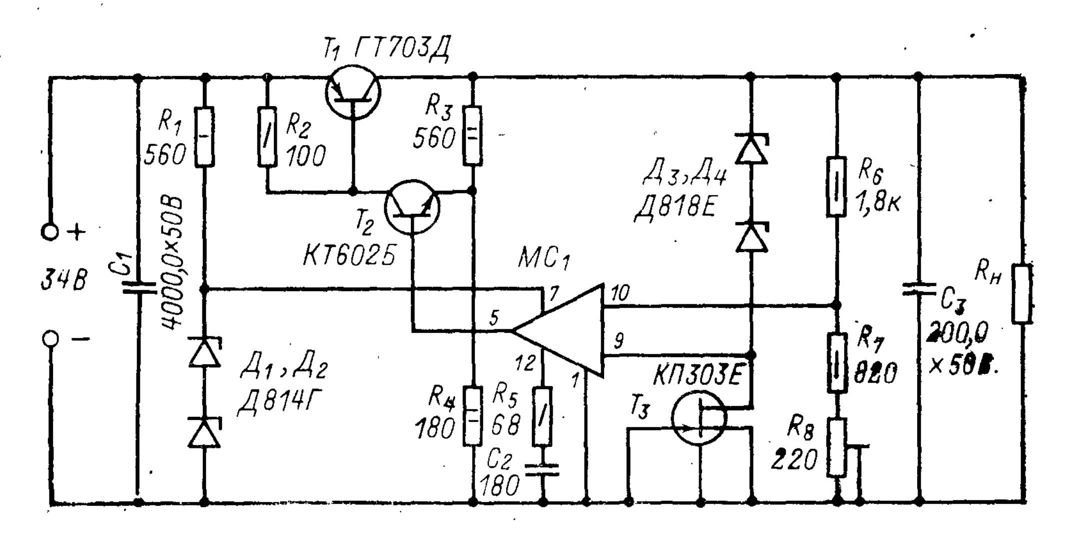


Рис. 47. Высококачественный стабилизатор напряжения с интегральным УПТ и полевым транзистором.

В радиолюбительских схемах монолитные интегральные стабилизаторы напряжения пока не нашли широкого применения. Большое распространение получили схемы стабилизаторов напряжения с использованием в качестве УПТ интегральных операционных усилителей.

На рис. 44 приведен стабилизатор напряжения, рассчитанный на ток нагрузки до 40 мА. Стабилизатор может быть выполнен на два выходных напряжения 9 и 12,6 В с возможностью его регулировки в пределах ±10% (элементы, указанные в скобках, используются при номинальном выходном напряжении 9 В).

На операционном усилителе типа К1УТ401А (MC_1 по рис. 44) выполнены схема сравнения и усилитель обратной связи. На инвертирующий вход *9* усилителя подается часть выходного напряжения с делителя, состоящего из резисторов R_4—R_6. На другой вход *10* усилителя поступает опорное напряжение со стабилитрона $Д_2$. Разность напряжений на входах MC_1 усиливается операционным усилителем и через стабилитрон $Д_1$ подается на базу регулирующего транзистора T_1. Коэффициент стабилизации схемы не менее 1000.

На рис. 45 изображен стабилизатор напряжения, имеющий следующие основные характеристики: коэффициент стабилизации около 1000, выходное сопротивление не более 0,01 Ом, номинальный ток нагрузки не менее 2 А при выходном напряжении 25,2 В. Пульсации выходного напряжения менее 60 мкВ. Стабилизатор работоспособен в интервале температур окружающей среды от —20 до +60°С. Температурный дрейф выходного напряжения менее 0,05%. Выходное напряжение стабилизатора можно увеличить до 27 В. В этом случае между выводом *7* MC_1 и выводом 25,2 В нужно включить резистор сопротивлением 200 Ом.

Источник опорного напряжения выполнен на стабилитроне $Д_2$ и резисторе R_8. Выходное напряжение в пределах ±10% можно регулировать потенциометром R_{10}. Функции схемы сравнения и усиления выполняет MC_1. Цепочка C_3, R_7 улучшает динамическую устойчивость стабилизатора. Включение конденсатора C_2 также улучшает устойчивость его работы.

Приведенное устройство можно упростить, заменив токостабилизирующий двухполюсник, собранный на транзисторе T_1, резистором сопротивлением 10 кОм. Коэффициент стабилизации в этом случае уменьшится в 3—5 раз, а пульсации возрастут в 5—10 раз.

На рис. 46 приведен стабилизатор, рассчитанный на номинальный ток нагрузки 0,65 А при выходном напряжении 12,6 В. Коэффициент стабилизации схемы не менее 1000, выходное сопротивление не более 0,01 Ом, температурный дрейф выходного напряжения менее 0,1%/°С, пульсации выходного напряжения не превышают 300 мкВ.

Особенностью схемы является построение источника опорного напряжения на микросхеме MC_2 типа К1КТ011А. В ней использованы два *p-n* перехода: один из них — между выводами *7* и *8* — включен как стабилитрон, а другой — между выводами *3* и *5* — как термокомпенсирующий элемент. В цепи обратной связи применен операционный усилитель К1УТ401А (MC_1). Следует иметь в виду, что при отсутствии нагрузки стабилизация может срываться (возможно запирание регулирующего транзистора). Поэтому выход стабилизатора целесообразно шунтировать резистором сопротивлением 560 Ом (2 Вт).

Стабилизатор по схеме на рис. 47 обеспечивает на выходе напряжение 27 В при токе нагрузки до 2 А. Выходное напряжение в некоторых пределах можно менять с помощью подстроечного потенциометра R_8. При изменении входного напряжения стабилизатора в пределах ±10% коэффициент стабилизации выходного напряжения превышает 20 000 при токе нагрузки, равном 1 А. Выходное сопротивление стабилизатора не превышает 0,001 Ом. Коэффициент подавления пульсаций частотой 100 Гц равен 50 000.

В качестве источника опорного напряжения в стабилизаторе используются два последовательно соединенных стабилитрона $Д_3$, $Д_4$. Применение двух стабилитронов обусловлено предельно допустимым напряжением на выходах микросхемы К1УТ401Б, используемой в качестве усилителя в цепи обратной связи.

Одним из распространенных способов повышения стабильности опорного напряжения является использование стабилизатора тока в качестве элемента, определяющего режим стабилитрона (балластного резистора). В стабилизаторе по рис. 47 в качестве элемента, задающего ток через стабилитрон, использован полевой транзистор T_3. При замкнутых между собой затворе и стоке он обладает большим дифференциальным сопротивлением.

Известно, что ТКН стабилитрона во многом определяется током, протекающим через него. Для стабилитрона Д818Е минимальное значение ТКН, т. е. максимальная температурная стабильность, имеет место при токе, близком к 10 мА. Поэтому для обеспечения максимальной температурной стабильности выходного напряжения должен быть выбран ток стока (при соединенных вместе затворе и истоке), близкий к указанному.

В качестве схемы сравнения и УПТ в стабилизаторе используется операционный усилитель MC_1. При любом отклонении выходного напряжения от установленного значения изменение напряжения на инвертирующем входе MC_1 благодаря малому дифференциальному сопротивлению стабилитрона и большому дифференциальному сопротивлению полевого транзистора превышает изменение напряжения на неинвертирующем входе MC_1. Вследствие этого при увеличении выходного напряжения стабилизатора напряжение на выходе MC_1 уменьшится и наоборот. Включение стабилитрона в цепь отрицательной обратной связи (вследствие его малого дифференциального сопротивления) способствует увеличению коэффициента стабилизации и подавлению пульсаций питающего напряжения.

Питание операционного усилителя осуществляется от параметрического стабилизатора напряжения на двух стабилитронах $Д_1$, $Д_2$ и резисторе R_1. Выходной сигнал операционного усилителя поступает на базу транзистора T_2, эмиттер которого подключен к делителю выходного напряжения, образованному резисторами R_3 и R_4. Такая схема включения MC_1 и T_2 позволяет получить на выходе стабилизатора напряжение, по величине не только большее, но и меньшее по сравнению с напряжением питания MC_1.

Регулирующий элемент стабилизатора выполнен на мощном транзисторе T_1. Для обеспечения необходимого температурного режима его необходимо устанавливать на радиаторе с поверхностью теплоотдачи 300 см^2.

При отсутствии полевых транзисторов можно произвести замену транзистора T_3 резистором сопротивлением 910 Ом. Коэффициент стабилизации при этом несколько снижается.

СХЕМНЫЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Для защиты стабилизаторов от перегрузки по току и коротких замыканий в нагрузке часто используются предохранители. Недостатками такого метода защиты являются низкая чувствительность и большая инерционность, а также затруднительность точной настройки на необходимый ток срабатывания.

Улучшение качества защиты, выполненной с использованием предохранителей, можно получить, применяя форсированный предохранитель (рис. 48). Такой предохранитель включается между стабилизатором и источником входного напряжения. Как видно из рис. 48, по резистору R_1 протекает ток нагрузки $I_н$, образуя на нем падение напряжения $U=I_нR_1$, приложенное через стабилитрон *Д*, включенный в прямом направлении, и резистор R_2 к переходу база — эмиттер транзистора *Т*. В качестве диода можно использовать кремниевые диоды типов Д104—Д106 или стабилитроны, включенные в прямом направлении.

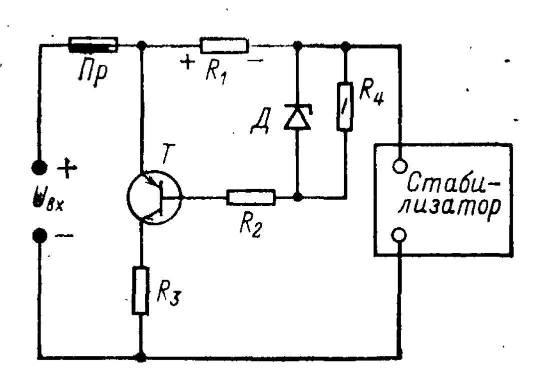


Рис. 48. Форсированный предохранитель.

В режиме номинальной нагрузки падения напряжения на R_1 недостаточно для открывания диода *Д*, и транзистор *Т* закрыт. С увеличением тока нагрузки падение напряжения на резисторе R_1 становится достаточным для насыщения транзистора. Открываясь, транзистор создает добавочный ток нагрузки $I'_н$, который, дополнительно нагружая предохранитель, ускоряет его срабатывание. Резисторы R_2 и R_3 ограничивают токи до допустимых для *Т* значений. Изменяя сопротивление R_1, можно регулировать ток срабатывания защиты.

Использование рассмотренной схемы защиты значительно увеличивает быстродействие предохранителя, однако и оно в ряде случаев оказывается недостаточным (особенно в стабилизаторах с высокочастотными транзисторами). Это вынуждает применять специальные автоматические быстродействующие схемы защиты.

В основу построения большинства распространенных схем быстродействующей электронной защиты положен принцип запирания регулирующего или какого-либо дополнительного транзистора при перегрузке или коротком замыкании.

На рис. 49—53 приведены транзисторные компенсационные стабилизаторы напряжения с различными вариантами быстродействующей электронной защиты. При обозначенных на схемах типах полупроводниковых приборов и номинальных сопротивлениях резисторов стабилизаторы имеют следующие параметры: номинальное входное напряжение $U_{вх}=16$ В, ток нагрузки $I_н=0{,}15$ А; с помощью переменного резистора выходное напряжение $U_н$ можно регулировать в пределах 9—12 В. Защита срабатывает при $I_н=0{,}2\div0{,}25$ А.

Коэффициент передачи тока транзисторов 40—80. Радиаторы регулирующих транзисторов должны иметь поверхность, обеспечивающую рассеяние мощности 1,5 Вт.

На рис. 49 приведена одна из простейших схем защиты от коротких замыканий на выходе стабилизатора и его перегрузок. В нее входят транзистор защиты T_2, резисторы R_2—R_4. Пока ток нагрузки $I_н$ не превышает допустимой величины, падение напряжения на резисторе R_4 меньше падения напряжения на резисторе R_3; к переходу база — эмиттер транзистора T_2 приложено запирающее напряжение. Транзистор T_2 закрыт и не влияет на работу стабилизатора. С ростом тока нагрузки увеличивается падение напряжения на резисторе R_4. Вследствие этого запирающее напряжение, приложенное к переходу база — эмиттер транзистора T_2, уменьшается, становится равным нулю, а затем меняет знак. Транзистор T_2 начинает открываться, что приводит к уменьшению базового тока регулирующего транзистора T_1, вследствие чего ограничивается ток нагрузки.

При дальнейшем уменьшении $R_н$ схема работает в режиме стабилизации тока нагрузки: ток нагрузки увеличивается мало, и выходное напряжение падает. Это приводит к уменьшению запирающего напряжения на резисторе R_3, вследствие чего транзистор T_2 открывается еще больше, а T_1 еще больше закрывается. При коротком замыкании на выходе стабилизатора в зависимости от сопротивлений резисторов R_3 и R_4 устанавливается такой режим, при котором ток нагрузки равен или несколько меньше номинального. Мощность, выделяющаяся на регулирующем транзисторе в случае короткого замыкания на выходе стабилизатора, повышает мощность рассеяния в рабочем режиме. Это обусловлено тем, что к переходу коллектор — эмиттер T_1 прикладывается в этом случае полное входное напряжение стабилизатора.

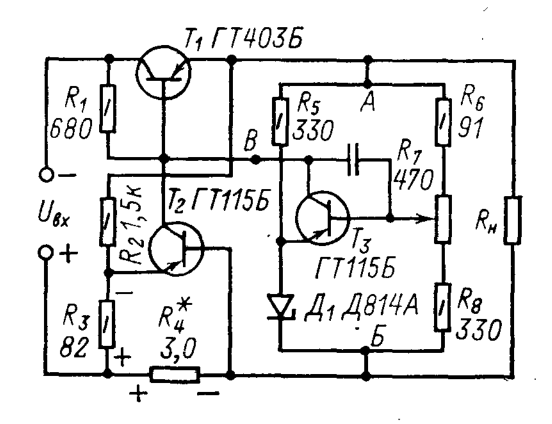


Рис. 49. Принципиальная схема защиты стабилизатора напряжения от перегрузки по току.

В связи с этим расчет элементов схемы производится из условия, чтобы при коротком замыкании мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе, не превышала максимальной мощности рассеяния $P_{К1макс}$ в рабочем режиме. При этом

$$R_4 \approx U_{БЭ} U_{вх} / P_{К1\,макс} \approx 0{,}25 U_{вх} / P_{К1\,макс},$$

где $U_{БЭ}$ — напряжение база — эмиттер открытого транзистора T_1 (для германиевых транзисторов примерно 0,25 В, для кремниевых — примерно 0,5 В).

Сопротивление резистора R_3 определяется из условия получения запирающего напряжения смещения

$$U_{R3} = R_4 I_{н.макс} - U_{БЭ} = R_3 I_д,$$

где $I_{н.макс}$ — ток нагрузки, при котором срабатывает защита; $I_д$ — ток делителя, образованного резисторами R_2, R_3.

Важным достоинством схемы защиты по рис. 49 является автоматическое восстановление работы стабилизатора после снятия перегрузки или устранения короткого замыкания.

Если входной и выходной выводы положительной полярности стабилизатора должны быть соединены непосредственно (а не через резистор), защиту можно выполнять по схеме, приведенной на рис. 50. Отличие данного устройства от предыдущего заключается в том, что ограничение тока регулирующего транзистора осуществляется замыканием его эмиттерного перехода на резистор R_4. В остальном схема работает аналогично рассмотренной. Следует заметить, что в рассмотренных схемах защиты (рис. 49 и 50) ток срабатывания можно регулировать, заменив резистор R_3 потенциометром.

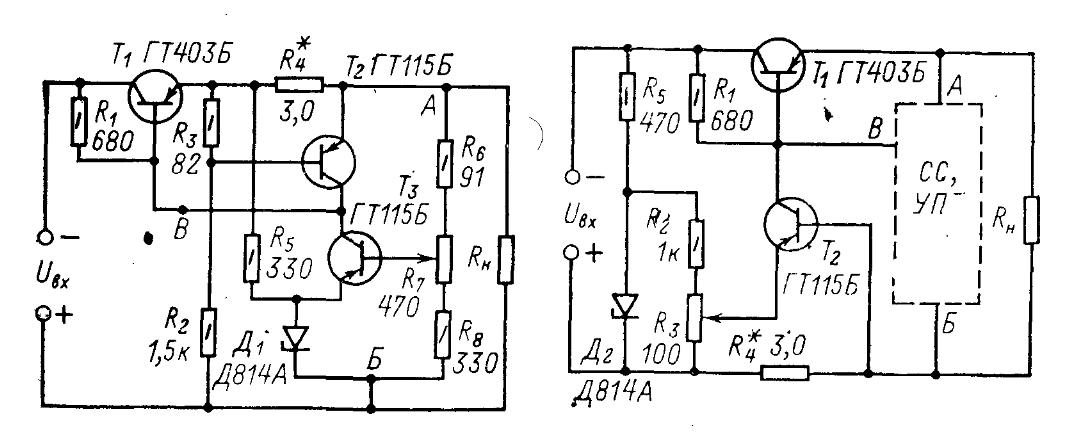


Рис. 50. Принципиальная схема защиты стабилизатора напряжения от перегрузки по току с общей плюсовой шиной между $U_{вх}$ и $U_{н}$.

Рис. 51. Схема защиты стабилизатора напряжения от перегрузки по току при регулируемом $U_{н}$.

Общим недостатком схем защиты на рис. 49 и 50 является зависимость тока срабатывания защиты от выходного напряжения. Это обусловлено изменением запирающего напряжения смещения U_{R3}, которое определяется выходным напряжением $U_{R3}=U_{н}R_3/(R_2+R_3)$. В связи с этим рассмотренные схемы защиты не применяются в стабилизаторах с регулируемым выходным напряжением.

Указанный недостаток отсутствует в устройстве, приведенном на рис. 51. Принцип его работы аналогичен рассмотренному, однако запирающее напряжение смещения не зависит от выходного напряжения.

Схемы защиты (рис. 49—51) целесообразно использовать в низковольтных стабилизаторах напряжения. Это обусловлено следующими факторами. Во-первых, на регулирующем транзисторе режим максимальной мощности может иметь место не при полном коротком замыкании на выходе стабилизатора; до устранения перегрузки на регулирующем транзисторе рассеивается значительная мощность. Во-вторых, как уже отмечалось, при коротком замыкании к регулирующему транзистору полностью прикладывается напряжение питания. Это не позволяет использовать такие схемы в стабилизаторах, у которых входное напряжение превышает допустимое значение напряжения эмиттер — коллектор регулирующего транзистора. Поэтому в ряде случаев необходимы схемы защиты, позволяющие полностью запирать регулирующий транзистор. Пример

такого устройства дан на рис. 52. Отличие от ранее рассмотренных устройств заключается во введении в цепь защитного транзистора дополнительного отпирающего напряжения смещения с помощью резисторов R_5, R_6. Сопротивления резисторов R_3, R_4 и R_6 выбираются таким образом, чтобы в режиме нормальной работы стабилизатора транзистор защиты T_2 был закрыт и не влиял на работу стабилизатора. С возникновением перегрузки транзистор T_2 начинает открываться, что приводит к ограничению тока нагрузки. При дальнейшем уменьшении сопротивления $R_н$ начинает уменьшаться выходное напряжение, что приводит к уменьшению запирающего смещения транзистора защиты. Транзистор T_2 открывается еще больше, а T_1 еще больше запирается. Далее происходит лавинообразный процесс, в результате которого регулирующий транзистор полностью запирается, а транзистор T_2 входит в состояние насыщения. Если теперь снять перегрузку, состояние схемы не изменится.

Рис. 52. Принципиальная схема защиты стабилизатора напряжения от перегрузки по току.

Для восстановления первоначального состояния схемы после снятия перегрузки необходимо на короткое время выключить, а затем включить стабилизатор, что является недостатком схемы защиты по рис. 52 в отличие от схем защиты, приведенных на рис. 49—51.

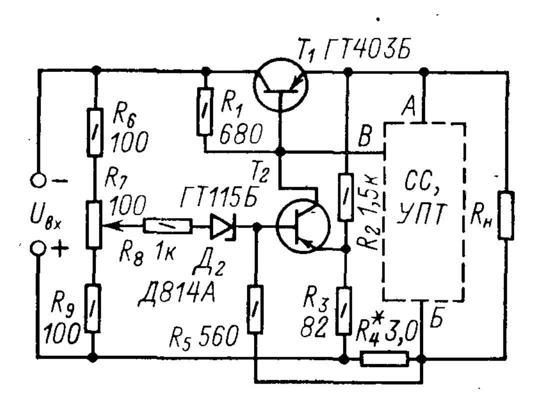


Рис. 53. Принципиальная схема комплексной защиты стабилизатора напряжения от различных перегрузочных факторов.

Для нормального включения стабилизатора необходимо отпирающее напряжение смещения подавать на транзистор защиты несколько позднее подачи запирающего смещения. С этой целью резистор R_6 необходимо шунтировать конденсатором C_1. Постоянная времени цепи задержки должна быть несколько больше времени появления выходного напряжения стабилизатора после его включения при полной нагрузке. Обычно время включения не превышает 5—10 мс и постоянная времени цепи задержки составляет 10—20 мс.

Расчет элементов схемы защиты по рис. 52 производится из условий $U_{R3} \approx U_{R6} \approx (1{,}5 \div 2)\, U_{БЭ}$, $R_4 \approx U_{БЭ}/I_{н.макс}$, где $U_{БЭ}$ — напряжение эмиттер — база открытого транзистора защиты.

Устройства, приведенные на рис. 49—52, не защищают стабилизатор при увеличении входного напряжения. В то же время увеличение входного напряжения больше предусмотренного может при-

вести к недопустимому увеличению мощности, рассеиваемой регулирующим транзистором.

На рис. 53 приведена схема стабилизатора с защитой от токовых перегрузок, коротких замыканий и повышенного входного напряжения. С помощью R_7 устанавливается порог срабатывания защиты от повышения входного напряжения выше установленного порогового значения. Если напряжение между движком переменного резистора R_7 и положительным полюсом $U_{вх}$ достигает напряжения стабилизации стабилитрона $Д_2$, он начинает проводить ток, транзистор защиты T_2 входит в режим насыщения и закрывает регулирующий транзистор T_1. (Принцип действия защиты от перегрузок и коротких замыканий рассмотрен ранее.)

Следует иметь в виду, что в такой схеме защиты, так же как в рассмотренных ранее, предполагается выполнение условия $U_{КЭ1} > U_{вх.макс}$, где $U_{КЭ1}$ — максимальное допустимое напряжение коллектор — эмиттер регулирующего транзистора.

РАСЧЕТ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ РАСЧЕТА СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

При расчете стабилизатора напряжения исходными являются номинальное входное напряжение и пределы его изменения, выходное напряжение стабилизатора (и пределы его регулирования), ток нагрузки, коэффициент стабилизации, выходное сопротивление, температурная нестабильность выходного напряжения, а также параметры полупроводниковых приборов.

Порядок расчета обычно следующий:

1. По заданным энергетическим параметрам стабилизаторов ($U_н$, $I_н$, $U_{вх.мин}$, $U_{вх.макс}$ и т. д.) определяются требования к источнику питания (выпрямителю) стабилизатора.

2. Производится расчет выпрямителя и сглаживающего фильтра при питании стабилизатора от сети переменного тока. При этом желательно стремиться к уменьшению внутреннего сопротивления выпрямителя, что улучшает коэффициент стабилизации и снижает выходное сопротивление схемы.

3. Выбираются транзисторы регулирующего элемента, и предварительно оценивается к. п. д. стабилизатора.

4. Исходя из заданного значения предельной температуры окружающей среды и рассчитанного значения мощности, выделяемой на регулирующем элементе, производится расчет радиаторов мощных регулирующих транзисторов.

5. Исходя из заданного выходного напряжения и диапазона его регулировки, коэффициента стабилизации, выходного сопротивления и температурной нестабильности, выбираются схема сравнения и УПТ в цепи обратной связи. Рассчитываются основные элементы схемы сравнения и усилителя, а также проверяется допустимость режимов транзисторов.

6. На основании выбранных параметров ориентировочно определяются коэффициент стабилизации и выходное сопротивление.

Если они получились неудовлетворительными, применяют дополнительные каскады усиления либо другие меры, например использование стабилизированного вспомогательного источника напряжения для питания усилительного каскада.

После этого вносят необходимые изменения в схему стабилизатора (выпрямителя) и рассчитывают вспомогательные параметрические стабилизаторы напряжения.

7. Выбираются элементы термокомпенсации и элементы, обеспечивающие устойчивость стабилизатора.

8. Выбирается и рассчитывается схема защиты.

9. Уточняются энергетические параметры стабилизатора и выпрямителей основного и вспомогательного напряжений, рассчитываются выпрямители, сглаживающие фильтры и трансформаторы (при питании стабилизатора от сети переменного тока).

Рассмотрим расчет параметров источника питания (выпрямителя) на входе стабилизатора, выбор транзисторов регулирующего элемента и расчет основных элементов схем сравнения и усилительного каскада.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К ИСТОЧНИКУ ПИТАНИЯ И ВЫБОР РЕГУЛИРУЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА

Определение входного напряжения и входного тока. Входное напряжение $U_{вх}$ должно определяться с учетом максимального выходного напряжения и падения напряжения между коллектором и эмиттером регулирующего транзистора. Кроме того, должны быть учтены заданные допустимые пределы изменения входного напряжения, амплитуда пульсаций входного напряжения, питающего стабилизатор, и падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника питания (выпрямителя).

Таким образом,

$$U_{вх} = U_{н.макс} + U_{РЭ} + \Delta U_{вх} + U_{п} + U_{в},$$

где $U_{н.макс}$ — максимальное напряжение на выходе стабилизатора; $U_{РЭ}$ — минимально допустимое падение напряжения на регулирующем элементе ($U_{РЭ} = U_{КЭ}$); $\Delta U_{вх}$ — диапазон изменения входного напряжения; $U_{п}$ — амплитуда пульсаций входного напряжения (при питании стабилизатора от выпрямителя); $U_{в}$ — падение напряжения на внутреннем сопротивлении выпрямителя.

Это выражение удобно представить в виде

$$U_{вх} = \frac{U_{н.макс} + U_{РЭ} + U_{п} + U_{в}}{1 - \delta_{1н}},$$

где $\delta_{1н}$ — коэффициент, характеризующий допустимое отклонение входного напряжения в сторону уменьшения.

С помощью этого коэффициента учитывается тот факт, что при минимальном напряжении источника питания напряжение на входе стабилизатора остается достаточным для нормальной работы стабилизатора.

Относительную амплитуду пульсаций входного напряжения будем характеризовать коэффициентом $a_{п} = U_{п}/U_{вх}$. С достаточной для практики точностью (при питании стабилизатора от выпрями-

теля) можно принять при выходном напряжении стабилизатора $U_н \geqslant 5$ В $a_п < (0{,}3 \div 0{,}7)\delta_{1н}$ и при выводном напряжении $U_н < 5$ В $a_п < 0{,}1 \div 0{,}2$.

Выбранное таким образом значение коэффициента пульсаций входного напряжения позволяет преобразовать формулу для определения входного напряжения к следующему виду:

$$U_{вх} = \frac{U_{н.макс} + U_{РЭ} + U_в}{1 - \delta_{1н} - \alpha_п}.$$

Падение напряжения на регулирующем элементе $U_{РЭ}$ выбирается исходя из минимально допустимого напряжения между эмиттером и коллектором регулирующего транзистора, при котором рабочая точка на его выходных вольт-амперных характеристиках не выходит за пределы активной области. Практически $U_{РЭ} = U_{КЭмин}$ выбирается согласно соотношению $U_{КЭмин} = (1{,}5 \div 2) \sum_1^n U_{КЭ\,нас}$, где n — число транзисторов в составном регулирующем транзисторе; $U_{КЭ\,нас}$ — напряжение насыщения транзистора.

Для трехкаскадного составного транзистора из германиевых транзисторов $U_{КЭ\,мин} = 2 \div 3$ В, для кремниевых транзисторов $U_{КЭ\,мин} = 6 \div 9$ В. Если в регулирующем элементе используется параллельное соединение транзисторов, то значение $U_{КЭ\,мин}$ должно быть увеличено на падение напряжения в цепях эмиттерных резисторов (около 0,5 В).

Для учета падения напряжения на внутреннем сопротивлении выпрямителя необходимо знать входной ток стабилизатора $I_{вх}$ и внутреннее сопротивление источника питания стабилизатора $R_в$.

С достаточной для практики точностью можно считать, что $R_в \approx 0{,}3 U_н / I_н$ для $U_н < 5$ В и $R_в \approx (0{,}15 \div 0{,}3) U_н / I_н$ для $U_н \geqslant 5$ В.

Входной ток стабилизатора определяется как $I_{вх} = I_н + I_д$, где $I_д$ — дополнительный ток, потребляемый схемой управления стабилизатора. Ток $I_д$ может быть найден с учетом того, что отношение $I_д / I_н$ составляет 0,03—0,1 и уменьшается при увеличении $I_н$.

Полученные значения величин $U_{КЭ\,мин}$, $R_в$, $I_{вх}$, $a_п$ позволяют определить номинальное $U_{вх}$, максимальное $U_{вх.макс}$ и мгновенное максимальное $u_{вх.макс}$ напряжения ненагруженного источника питания стабилизатора, а также номинальное $U_{вх.н}$ и максимальное $U_{вх.макс.н}$ значения напряжения нагруженного источника питания по формулам:

$$U_{вх} = \frac{U_{н.макс} + U_{КЭ\,мин} + I_{вх} R_в}{1 - \delta_{1н} - a_п};$$

$$U_{вх.макс} = U_{вх}(1 + \delta_{1в});$$

$$u_{вх.макс} = U_{вх}(1 + \delta_{1в} + a_п);$$

$$U_{вх.н} = U_{вх} - I_{вх} R_в;$$

$$U_{вх.макс.н} = U_{вх.макс} - I_{вх} R_в.$$

Выбор транзистора регулирующего элемента. Максимальная средняя мощность, выделяемая в регулирующем транзисторе, определяется по формуле

$$P_{К\ макс}=(U_{вх.макс.н}-U_{н.мин}-U_с)I_{вх},$$

где $U_с \approx 0{,}5$ В — падение напряжения на резисторах в цепях эмиттеров параллельно включенных транзисторов; $U_{н.мин}$ — минимальное выходное напряжение.

Максимальное мгновенное напряжение между коллектором и эмиттером регулирующего транзистора определяется по формуле

$$U_{КЭ\ макс}=u_{вх.макс}-U_{н.мин}-(I_{н.мин}+I_д)(R_в+R_с),$$

где $R_с$ — сопротивление резистора в цепи эмиттера.

С целью повышения надежности регулирующего элемента максимальный ток коллектора регулирующего транзистора выбирается из соотношения $0{,}7I_{К\ макс}=I_н$.

Определенные по этим формулам величины должны быть меньше предельных паспортных данных транзистора, выбранного для регулирующего элемента стабилизатора.

Для регулирующего транзистора с $P_{К\ макс}>10 \div 15$ Вт целесообразно применять параллельное соединение транзисторов с симметрированием нагрузки между ними с помощью резисторов в цепях эмиттеров. Сопротивление резисторов можно определить по формуле

$$R_с \approx 0{,}5N/I_{вх},$$

где N — число параллельно соединенных транзисторов.

Следующими этапами являются установление необходимости использования составного транзистора и определение числа его каскадов. Для этого определяется максимально возможное изменение тока базы регулирующего транзистора

$$\Delta I_{Б\ макс}=\Delta I_н/h_{21Э} \approx I_н/h_{21Э},$$

где $\Delta I_н$ — максимально возможное изменение тока нагрузки; $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока транзистора выбранного типа в схеме с общим эмиттером. Если $\Delta I_{Б\ макс} \geqslant 0{,}2 \div 0{,}5$ мА, целесообразно применение составного транзистора. Общий коэффициент передачи тока составного транзистора приближенно равен произведению коэффициентов передачи составляющих его транзисторов, т. е.

$$h_{21ЭРЭ} \approx h_{21ЭT1}\, h_{21ЭT2} \cdots h_{21ЭTn},$$

где n — число транзисторов.

Необходимое значение $h_{21ЭРЭ}$ определяется по выражению

$$h_{21ЭРЭ} \geqslant I_н/\Delta I_{Б\ макс},$$

где $\Delta I_{Б\ макс}$ выбирается равным 0,05—0,1 мА.

Отсюда легко определить количество транзисторов в составном регулирующем транзисторе. Затем, задаваясь минимальным коэффициентом передачи тока мощного транзистора, можно найти ма-

ксимальный коллекторный ток, падение напряжения и мощность рассеяния на транзисторе T_2 (см. рис. 8,*а*):

$$I_{К2} \geqslant 1,1\,(I_{н}/h_{21ЭT1} + I_{R1});$$

$$U_{КЭмаксT2} = U_{КЭмакс} \quad U_{БЭT1};$$

$$P_{К\,максT2} = (U_{вх.\,макс.н} - U_{н.мин} - I_{вх}R_{с}/N - U_{БЭ\,T1}),$$

где I_{R1} — ток через резистор R_1 (см. рис. 8,*а*).

Ток I_{R1} выбирается с учетом максимального обратного тока коллектора мощного регулирующего транзистора T_1 по формуле

$$I_{R1} = (1,2 \div 1,5)\,I_{КБО} \cdot 2^{\frac{T_{макс}-20}{10}},$$

где $T_{макс}$ — максимально допустимая температура коллекторного перехода транзистора; $I_{КБО}$ — обратный ток коллектора при температуре окружающей среды 20°С.

Затем выбирается второй транзистор составного транзистора. Аналогично в случае необходимости производится выбор третьего транзистора и т. д.

Определение к. п. д. стабилизатора. Для определения к. п. д. стабилизатора необходимо определить мощность, потребляемую от источника, и мощность, отдаваемую в нагрузку. Номинальная и максимальная мощности, потребляемые стабилизатором от источника, определяются по формулам:

$$\left.\begin{aligned} P_{вх} &= U_{вх}I_{вх}; \\ P_{вх.макс} &= U_{вх.макс}\,I_{вх}. \end{aligned}\right\}$$

Номинальная и минимальная выходные мощности стабилизатора при токе $I_{н}$ равны соответственно:

$$\left.\begin{aligned} P_{н} &= U_{н}I_{н}; \\ P_{н.мин} &= U_{н.мин}\,I_{н}. \end{aligned}\right\}$$

Номинальный и минимальный к. п. д. стабилизатора будут равны:

$$\eta_{н} = P_{н}/P_{вх}; \quad \eta_{мин} = P_{н.мин}/P_{вх.макс}.$$

По полученным данным определяется максимальная мощность потерь, выделяющихся в стабилизаторе, в самых худших условиях:

$$P_{п} = P_{вх.макс}(1 - \eta_{мин}).$$

Определенные значения η и $P_{п}$ не учитывают потери в дополнительных цепях стабилизатора (вспомогательные источники питания и т. д.). Эти потери должны суммироваться с $P_{п}$ при расчете теплового режима стабилизатора. Значения $U_{вх.н}$, $I_{вх}$, $P_{вх.макс}$, $R_{в}$, $a_{п}$ используются для выбора источника питания стабилизатора (расчета выпрямителя).

РАСЧЕТ ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Расчет цепи обратной связи стабилизаторов напряжения сводится для радиолюбителя в основном к расчету источника опорного напряжения, делителя выходного напряжения, сопротивления резистора нагрузки усилительного каскада и (значительно реже) к расчету температурной нестабильности выходного напряжения стабилизатора. Расчет источника опорного напряжения в типовых схемах стабилизаторов сводится к выбору сопротивления балластного резистора, включенного последовательно со стабилитроном. Для наиболее распространенной схемы, изображенной на рис. 16,*б*, ток, протекающий через стабилитрон *Д*, складывается из тока эмиттера усилительного транзистора УПТ и тока, протекающего через резистор $R_б$, т. е. $I_д = I_{э2} + I_{Rб}$.

Поскольку в процессе стабилизации ток $I_{э2}$ изменяется, опорное напряжение $U_о$ изменяется в некотором диапазоне от $U_{о.мин}$ до $U_{о.макс}$. Если в стабилизаторе предусмотрена регулировка выходного напряжения $U_н$, то вследствие значительного изменения токов $I_{Rб}$ и $I_{э2}$ появляется опасность выхода рабочей точки на вольтамперной характеристике стабилитрона за пределы участка стабилизации. Поэтому в такой схеме необходимо выбрать сопротивление резистора $R_б$ таким образом, чтобы ток $I_д$, протекающий через стабилитрон, удовлетворял условию $I_{ст.мин} \leqslant I_д \leqslant I_{ст.макс}$. Практически сопротивление резистора $R_б$ можно определить по формуле $R_б \leqslant (U_{н.мин} - U_{ст})/I$, где $I = I_{ст.мин} - I_{К2}$ (ток $I_{К2}$ выбирается в пределах 2—3 мА). После этого необходимо найти максимальный ток стабилитрона

$$I_{ст.макс} = (U_{н.макс} - U_{ст})/R_б - I_{К2}$$

и убедиться, что он не превосходит допустимого значения.

Суммарное сопротивление делителя выходного напряжения можно определить по формуле

$$R_д = R_1 + R_2 \leqslant \frac{\Delta U_н}{I_{КБО\ макс} (1 - n)},$$

где $\Delta U_н$ — допустимая нестабильность выходного напряжения за счет протекания по делителю обратного тока коллектора транзистора первого каскада усилителя; *n* — коэффициент деления выходного напряжения.

Обычно $\Delta U_н$ выбирается в несколько раз меньше, чем допустимое изменение $U_н$ за счет температурной нестабильности стабилизатора.

Приближенно сопротивление $R_д$ можно найти из формулы

$$R_д \leqslant \frac{U_{н.мин} h_{21Э}}{I_К\ (10 \div 20)},$$

где $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока усилительного транзистора; $I_К$ — коллекторный ток этого же транзистора (для рис. 16,*б*).

Если в стабилизаторе предусматривается регулировка выходного напряжения, то в делитель вводится переменный резистор $R_п$, причем

$$R_д = R_1 + R_2 + R_п.$$

Сопротивления резисторов делителя определяются по формулам:

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= R_д\,(1 - U_0/U_{н.мин}); \\ R_2 &= R_д U_0/U_н; \\ R_п &= R_д - R_1 - R_2. \end{aligned}\right\}$$

Сопротивление резистора коллекторной нагрузки усилительного транзистора по рис. 16,*б* определяется по формуле

$$R_у \approx (U_{вх.н} - U_{н.макс})/(\Delta I_{Б\,макс} + I_{К2}).$$

После определения сопротивления $R_у$ необходимо определить максимальный коллекторный ток усилительного транзистора $I_{К2макс}$ и проверить допустимость выбранного режима по мощности рассеяния на транзисторе:

$$I_{К2макс} = (U_{вх.макс} - U_{н.мин})/R_у;$$

$$P_{К2макс} = (U_{вх.макс} - U_0) I_{К2макс}.$$

Если предельные паспортные данные выбранного транзистора меньше значений, определенных по формулам, то в предыдущей формуле следует выбрать меньшее значение $I_{К2}$ и повторить расчет.

При определении коэффициента стабилизации стабилизаторов (по рис. 19, 20), в которых для питания усилительного каскада использован вспомогательный источник (обозначим его напряжение $U_{вс}$), необходимо найти коэффициенты стабилизации $K_{ст1}$ и $K_{ст2}$ при изменении напряжений $U_{вх}$ и $U_{вс}$:

$$K_{ст1} \approx \frac{U_н}{U_{вх}} \frac{n r_{К1}}{h_{11Б2} + r_{ст} + nR_1/h_{21Э2}};$$

$$K_{ст2} \approx \frac{U_н}{U_{вс}} \frac{nR_у}{h_{11Б2} + r_{ст} + nR_1/h_{21Э2}},$$

где $h_{11Б2}$ — входное сопротивление транзистора УПТ в схеме с общей базой; $r_{К1}$ — сопротивление коллектора регулирующего транзистора; $h_{11Б2} \approx 1000/25 I_{К2}$ в омах при $I_{К2}$ в миллиамперах.

Суммарный коэффициент стабилизации при изменении напряжений источников $U_{вх}$ и $U_{вс}$ определяется по формуле

$$K_{ст} \approx 1/(1/K_{ст1} + 1/K_{ст2}).$$

Обычно при нестабилизированном напряжении $U_{вс}$ $K_{ст1} \gg K_{ст2}$, а $K_{ст} \approx K_{ст2}$. Увеличения $K_{ст}$ можно добиться дополнительной ста-

билизацией напряжения $U_{вс}$, например, как это показано на рис. 19 и 20. В этом случае $K_{ст2}$ определяется по формуле

$$K_{ст2} \approx \frac{U_н}{U_{вс1}} \frac{R_{б0} n R_у}{r_{ст0} h_{11Б2} A},$$

где $R_{б0}$, $r_{ст0}$ — соответственно балластное сопротивление и дифференциальное сопротивление стабилитрона параметрического стабилизатора напряжения $U_{вс}$; $U_{вс1}$ — напряжение питания параметрического стабилизатора $[U_{вс1} = (2{,}5 \div 3) U_{вс}]$; $A = 1 + r_{ст}/h_{11Б2} + nR_1/(h_{21Э2} h_{11Б2})$.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО КОНСТРУИРОВАНИЮ И НАЛАЖИВАНИЮ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

ОСНОВНЫЕ ПРАВИЛА КОНСТРУИРОВАНИЯ И МОНТАЖА СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Стабилизаторы напряжения могут быть конструктивно выполнены в двух вариантах: в виде встроенного блока питания радиоэлектронного устройства или автономного блока, рассчитанного на питание различных потребителей.

Применение современных миниатюрных радиодеталей (в том числе интегральных схем) и печатного монтажа позволяет создать весьма компактные стабилизаторы напряжения. Конструкция стабилизаторов должна обеспечивать свободный доступ ко всем элементам схемы без дополнительной разборки корпуса, а также возможность быстрой замены деталей, вышедших из строя. С целью упрощения ремонта стабилизаторов на печатных платах целесообразно проставлять схемные обозначения деталей и схемные соединения, а также выводить контрольные точки для замера основных напряжений. Целесообразно также отказаться от простейшего способа подключения печатной платы, заключающегося в припаивании проводников к соответствующим выводам платы. Лучше использовать разъемы «ножевого» типа. Они имеют пружинные контакты, обеспечивающие надежное электрическое соединение.

Требования к монтажу транзисторного стабилизатора значительно выше, чем к монтажу лампового стабилизатора. Это объясняется тем, что необходимая выходная мощность достигается при значительно больших токах нагрузки и меньших питающих напряжениях. Неправильный монтаж часто бывает основной причиной нестабильности выходного напряжения. При монтаже токовых цепей необходимо пользоваться проводом большого сечения во избежание большого падения напряжения на них. В противном случае повышается выходное сопротивление стабилизатора.

Большое значение имеет место подключения измерительного элемента. От этого существенно зависят выходное сопротивление стабилизатора и величина пульсаций выходного напряжения. Если точки присоединения выходного делителя напряжения и опорного источ-

ника к общей шине при монтаже конструктивно не совмещены, то в контуре обратной связи имеются падения напряжения на различных проводах. Эти напряжения могут оказывать дестабилизирующее действие и тем сильнее, чем больше коэффициент усиления усилителя в цепи обратной связи. Очевидно, в схеме стабилизатора напряжения точки A_3, A_4, A_6 (рис. 54,*а* — пример неправильного монтажа), так же как и точки B_2, B_4, должны быть всегда совмещены. Если это невозможно, ток нагрузки нужно снимать с точек A_3, B_2.

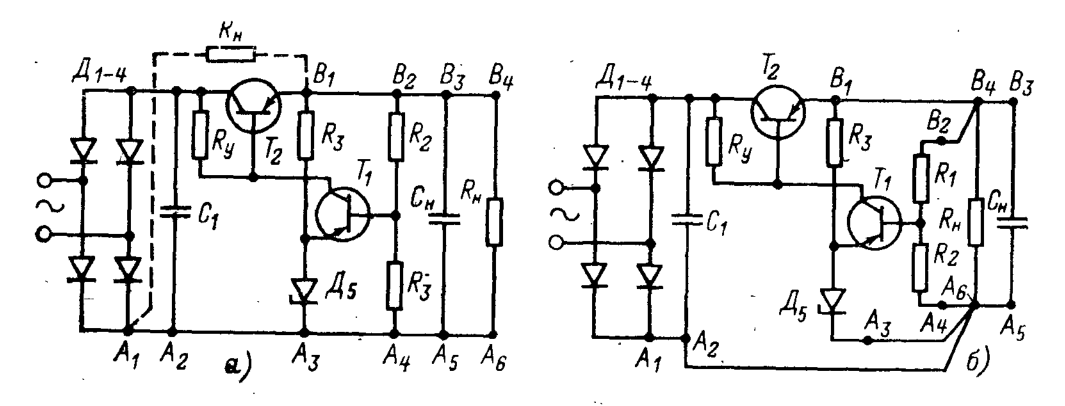


Рис. 54. Стабилизатор напряжения.

Провода, подключающие потребитель энергии к стабилизатору, должны быть минимальной длины и достаточно большого сечения. Это же относится к проводам, подключающим нагрузочный конденсатор $C_н$. В том случае, если нагрузка располагается на большом расстоянии от стабилизатора и нет возможности уменьшить сопротивление подводящих проводов, следует использовать схему подключения, приведенную на рис. 54,*б*. При таком монтаже падение напряжения на проводах B_1—B_4 и A_2—A_6 не оказывает дестабилизирующего действия.

Из других правил монтажа стабилизаторов следует отметить следующие. Монтаж желательно делать короткими проводами без пересечений. Как показал опыт, экранирование проводов с целью уменьшения различных наводок большого эффекта не дает, так как цепи почти всегда низкоомные.

Если делитель выходного напряжения выполнен с использованием потенциометра, то нерегулируемые плечи делителя необходимо располагать рядом с ним. Здесь же нужно располагать стабилитрон, термокомпенсирующие элементы и транзистор усилителя сигнала рассогласования.

Если делитель выходного напряжения выполнен в виде катушек (из высокоомной проволоки), то их необходимо располагать подальше от силового трансформатора для исключения магнитных наводок, увеличивающих пульсацию выходного напряжения.

ОТВОД ТЕПЛА ОТ РЕГУЛИРУЮЩИХ ТРАНЗИСТОРОВ

Практика показывает, что при использовании транзисторов и диодов в облегченных режимах надежность их работы повышается в десятки раз по сравнению с надежностью в предельном режиме. При повышении температуры снижаются предельно допустимые значения тока, рассеиваемой мощности, напряжения транзисторов и

диодов и изменяются почти все их параметры. Поэтому хорошее охлаждение полупроводниковых приборов является основой надежной работы стабилизаторов. В связи с этим при разработке и конструировании стабилизаторов необходимо оценивать не только электрические, но и тепловые режимы работы транзисторов и диодов, уделяя особое внимание вопросам обеспечения достаточного отвода тепла от мощных транзисторов.

В регулирующих транзисторах наибольшая мощность выделяется на коллекторном переходе. Напряжение на эмиттерном переходе невелико, соответственно мала и рассеиваемая на нем мощность.

Возможность работы транзисторов в определенном диапазоне температур определяется их тепловыми параметрами. Эти параметры определяют связь между выделяемой электрической мощностью и температурой определенных областей приборов. К числу тепловых параметров транзисторов относятся максимальная температура перехода, минимальная температура перехода (окружающей среды), тепловое сопротивление переход — среда и тепловое сопротивление переход — корпус.

Максимальная температура перехода $T_{макс}$ определяет предельную положительную температуру *p-n* перехода транзистора, при которой обеспечивается заданная надежность его работы. Минимальная температура перехода $T_{мин}$ определяет предельную отрицательную температуру, при которой прибор надежно работает без опасности его разрушения.

Тепловые сопротивления являются количественными характеристиками, определяющими способность транзистора к рассеиванию выделяющегося на нем тепла. Маломощные и мощные транзисторы без дополнительных теплоотводов характеризуются тепловым сопротивлением между областью *p-n* перехода в кристалле полупроводника и окружающей средой (воздухом). Тепловое сопротивление переход — среда $R_{п.с}$ определяется как отношение разности температур перехода и окружающей среды к рассеиваемой мощности:

$$R_{п.с} = (T_п - T_с)/P_п,$$

где $T_п$ — температура *p-n* перехода, °С; $T_с$ — температура окружающей среды, °С; $P_п$ — мощность, рассеиваемая на *p-n* переходе.

Тепловое сопротивление $R_{п.с}$ показывает, на сколько градусов повышается температура полупроводника в области перехода при увеличении рассеиваемой на нем мощности на 1 Вт.

Наиболее полное использование транзисторов по мощности возможно лишь при условии обеспечения дополнительного теплоотвода от корпуса транзистора. Отвод тепла от мощных транзисторов в стабилизаторах может осуществляться различными способами: поглощением тепла массивным корпусом аппаратуры, охлаждением с помощью специальных жидких или газообразных теплоносителей и с помощью радиаторов, осуществляющих теплообмен с окружающей средой — обычно воздухом. Наиболее часто в радиолюбительских условиях используется последний способ как достаточно эффективный и простой.

Так как конструктивные требования к радиатору в значительной степени определяются компоновкой элементов в стабилизаторе, конструкция его выбирается и рассчитывается в каждом конкретном случае. Радиатор должен рассчитываться так, чтобы его тепловое сопротивление обеспечивало нормальную теплопередачу от корпуса полупроводникового прибора к окружающей среде, а температура

p-n перехода прибора не превышала максимально допустимую по справочным данным.

При наличии радиатора тепло от *p-n* перехода в кристалле передается корпусу транзистора, который передает его радиатору, а последний рассеивает в окружающую среду. В соответствии с этим различают: тепловое сопротивление переход — корпус транзистора, тепловое сопротивление корпус транзистора — радиатор и тепловое сопротивление радиатор — окружающая среда.

Тепловое сопротивление переход — корпус $R_{п.к}$ определяется как отношение разности температур перехода и корпуса транзистора к рассеиваемой мощности:

$$R_{п.к} = (T_п - T_к)/P_п,$$

где $T_к$ — температура корпуса транзистора, °С.

Тепловое сопротивление корпус транзистора — радиатор $R_{к.р}$ определяется качеством теплового контакта между транзистором и радиатором. Установление значения $R_{к.р}$ всегда сопряжено со значительными трудностями. Его можно было бы считать теоретически равным нулю, если бы контактная поверхность корпуса транзистора всеми своими точками прилегала к поверхности радиатора. Однако если даже эти поверхности хорошо пришлифованы друг к другу, то и тогда возможны небольшие зазоры, ухудшающие теплопередачу, причем их влияние на тепловое сопротивление $R_{к.р}$ учесть практически невозможно. При плохом соприкосновении плоскостей транзистора и радиатора тепловое сопротивление между ними может достигнуть нескольких градусов на ватт.

Если между транзистором и радиатором поместить прокладку из мягкой свинцовой фольги толщиной 0,08—0,1 мм, можно получить $R_{к.р} = 0{,}5 \div 1$ град/Вт. Иногда по схемным соображениям необходимо изолировать корпус транзистора от радиатора. При применении в этом случае слюдяной прокладки толщиной 0,1 мм сопротивление $R_{к.р}$ увеличивается до 1,5—1,7 град/Вт. Уменьшения теплового сопротивления до 0,7—0,9 град/Вт можно достигнуть смазыванием прокладки специальной теплопроводной изоляционной пастой или невысыхающим маслом (веретенным или минеральным).

Тепловое сопротивление радиатор — среда $R_{р.с}$ определяется конструкцией и материалом радиатора, а также условиями его обтекания воздухом.

Полное тепловое сопротивление системы *p-n* переход — корпус транзистора — радиатор — окружающая среда равно сумме всех рассмотренных выше тепловых сопротивлений, т. е. $R_{п.с} = R_{п.к} + R_{к.р} + R_{р.с}$.

Для маломощных транзисторов, если температура окружающей среды (внутри стабилизатора) не превышает предельно допустимой для данного транзистора, предельную рассеиваемую транзистором мощность можно взять по паспортному значению. С ростом температуры максимально допустимая мощность, рассеиваемая транзистором, снижается и может быть определена по формуле

$$P_{макс} = (T_{макс} - T_с)/R_{п.с}.$$

Для мощных транзисторов, используемых без теплоотвода, максимально допустимая мощность определяется по этой же формуле. Транзисторы, смонтированные на радиаторах, при температуре

окружающей среды $T_с$ длительное время могут рассеивать мощность

$$P_{макс}=(T_{макс}-T_с)/(R_{п.к}+R_{к.р}+R_{р.с}).$$

Требуемое тепловое сопротивление между радиатором и окружающей средой, при котором на транзисторе рассеивается мощность не более заданной при температуре окружающей среды $T_с$, можно определить по формуле

$$R_{р.с}=(T_{макс}-T_с)/P_{макс}-R_{п.к}-R_{к.р}.$$

Для обеспечения заданного теплового сопротивления $R_{р.с}$ радиатор в виде квадратной алюминиевой пластины без отделки поверхности при вертикальном расположении и свободном обтекании воздухом с обеих сторон должен иметь площадь (в квадратных сантиметрах) $S=800/R_{р.с}$. Толщина пластины должна составлять не менее $^1/_{30}$—$^1/_{40}$ ее длины.

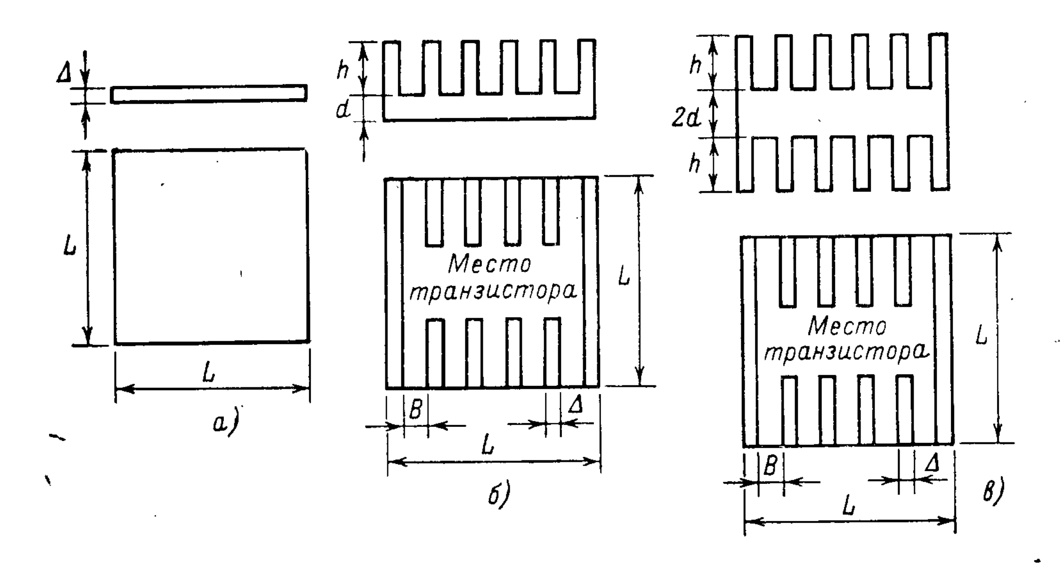


Рис. 55. Радиаторы мощных регулирующих транзисторов.

Простейшие пластинчатые радиаторы довольно громоздки и неудобны для использования в стабилизаторах. Обычно их применяют при условии $S \leqslant 200$ см², т. е. со стороной не более 150 мм. При необходимости рассеивания значительных мощностей используют радиаторы более сложной формы — односторонние и двусторонние ребристые (рис. 55). Расчет таких радиаторов весьма громоздок, а потому проще подбирать требуемый радиатор из существующих, чем рассчитывать его заново.

В табл. 8 приведены ориентировочные размеры радиаторов для нескольких типов транзисторов при разных значениях выделяемой на них мощности. При расчете радиаторов температура перехода принималась равной максимально допустимому паспортному значению, а температура окружающей среды до +60°С.

При изготовлении радиаторов чаще всего используют алюминий и его сплавы. Повышения эффективности радиаторов можно достичь их чернением методом анодирования. В этом случае тепловое сопротивление $R_{р.с}$ уменьшается примерно на 10% по сравнению с нечерненными радиаторами. Окраска черными эмалями и красками дает худший результат.

При креплении транзисторов к радиаторам должен быть обеспечен надежный тепловой контакт. Недопустимы перекосы, плохо притертая поверхность, заусенцы и грязь в месте теплового контакта. Особенно следует обращать на это внимание, когда между корпусом транзистора и радиатором приходится помещать изолирующую прокладку. Полезно в месте контакта транзистора с радиатором поместить некоторое количество невысыхающего масла. Следует иметь в виду, что прокладки, особенно слюдяные, ухудшают теплопередачу. Поэтому целесообразно крепить транзистор к радиатору без прокладок, а радиатор изолировать от шасси.

Таблица 8

Тип транзистора	P макс, Вт	Конструктивные размеры, мм					Тип радиатора
		L	Δ	d	h	B	
ГТ403А—ГТ403Е	1	75	3	—	—	—	Пластинчатый
ГТ403А—ГТ403Е	2	200	5	—	—	—	»
ГТ703А—ГТ703Д	3	100	4	—	—	—	»
ГТ703А—ГТ703Д	5	160	5	—	—	—	»
КТ801А, КТ801Б	5	90	3	—	—	—	»
КТ805А, КТ805Б	10	130	5	—	—	—	»
П216, П217	8	93	3	5	20	7	Односторонний ребристый
П701, П701А, П701Б	8	170	3	5	20	7	То же
КТ805А, КТ805Б	20	170	2	4	23	10	Двусторонний ребристый

Немаловажен способ крепления транзистора к радиатору. Транзистор должен крепиться с использованием всех предусмотренных средств (болты, фланцы, резьбовые отверстия). Сверление в радиаторе общего для всех выводов транзисторов отверстия не допускается. Под каждый вывод должны быть просверлены отдельные отверстия и возможно меньшего диаметра.

Отвод тепла улучшается при вертикальном креплении радиатора. Кроме того, желательно устанавливать радиаторы вдали от нагревающих элементов (трансформаторов, дросселей, проволочных резисторов) так, чтобы обеспечивалась свободная конвекция воздуха.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ И УСТОЙЧИВОСТИ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

На стабильность выходного напряжения стабилизаторов влияет ряд факторов (качество транзисторов и других элементов, рабочие режимы транзисторов, старение элементов и др.). Однако наибольшая нестабильность выходного напряжения обусловлена влиянием температуры. Она проявляется как медленный дрейф (изменение) напряжения и определяется главным образом изменением параметров используемых полупроводниковых приборов (диодов, стабилитронов и транзисторов) при колебаниях температуры.

Дрейф выходного напряжения определяется температурной нестабильностью параметров усилителя в цепи обратной связи, причем в основном дрейф обусловлен его первым каскадом. Дрейф за счет других элементов значительно меньше, так как он ослабляется цепью обратной связи.

Основными параметрами, определяющими температурный дрейф, являются нестабильность опорного напряжения кремниевого стабилитрона U_0, изменение напряжения в цепи база — эмиттер $U_{ЭБ}$ транзистора УПТ, его обратный ток коллектора и нестабильность коэффициента деления делителя выходного напряжения.

Зависимости напряжений U_0 и $U_{ЭБ}$ от температуры при заданных токах характеризуются температурными коэффициентами напряжения (ТКН). Температурный коэффициент напряжения кремниевых стабилитронов определяется номиналом $U_{ст}$ и током стабилитрона $I_{ст}$. Изменение напряжения $U_{ст}$ при неизменном токе $I_{ст}$ прямо пропорционально изменению температуры.

Напряжение $U_{ЭБ}$ у германиевых транзисторов уменьшается приблизительно на 1,8—2,5 мВ с возрастанием температуры на 1°С. Обратный ток коллектора $I_{КБО}$ примерно удваивается с ростом температуры окружающей среды на 8—10°С. Поэтому при высоких температурах $I_{КБО}$ будет значительной составляющей дрейфа. У кремниевых транзисторов обратный ток коллекторного перехода на два-три порядка меньше, чем у германиевых, а напряжение $U_{ЭБ}$ изменяется в меньших пределах. Это определяет их использование в усилителях с малым температурным дрейфом.

В целях уменьшения влияния на дрейф выходного напряжения нестабильности сопротивлений резисторы в плечах делителя должны иметь малые температурные коэффициенты (манганиновые, константановые и т. п.).

Рассмотрим влияние перечисленных факторов на температурную стабильность выходного напряжения стабилизатора. На рис. 16,*б* приведена типовая схема усилителя обратной связи совместно с измерительным элементом и источником опорного напряжения *Д*. Во всех рассмотренных ранее стабилизаторах (как последовательного, так и параллельного типа) выходное напряжение определяется выражением

$$U_н = U_{R2}/n = (U_д + U_{ЭБ})/n,$$

где n — коэффициент деления выходного напряжения (при $R_1=0$ $n=1$). Поэтому температурный дрейф выходного напряжения определяется изменением значений $U_д$ и $U_{ЭБ}$.

С изменением окружающей температуры, например с ее увеличением, напряжение на стабилитроне изменяется на $\Delta U_д$, т. е. станет равным $U_д+\Delta U_д$. Одновременно с этим уменьшится напряжение на эмиттерном переходе транзистора T_2 на $\Delta U_{ЭБ}$, которое станет равным $U_{ЭБ} - \Delta U_{ЭБ}$. Таким образом, на резисторе R_2 делителя установится напряжение

$$U_{R2} + \Delta U_{R2} = (U_д + \Delta U_д) + (U_{ЭБ} - \Delta U_{ЭБ}).$$

Если ТКН стабилитрона *Д* положительный, то с ростом температуры напряжение U_{R2} возрастает, так как обычно $\Delta U_д > \Delta U_{ЭБ}$. При этом возрастает и выходное напряжение.

Итак, для термостабилизации выходного напряжения необходимо увеличивать значение n или компенсировать возрастание U_{R2}.

Каковы же основные пути снижения ТКН стабилизаторов напряжения? Основной путь заключается в снижении ТКН источника опорного напряжения. Этого можно достигнуть помещением элементов источника опорного напряжения в специальные термостаты или использованием различных способов термокомпенсации. Применение активного термостатирования позволяет сохранить напряжение с высокой точностью во всем рабочем диапазоне температур даже при использовании стабилитронов с большим ТКН. Дополнительные преимущества, реализуемые при этом, заключаются в сохранении величины дифференциального сопротивления.

Однако применение активных термостатов в радиолюбительских конструкциях стабилизаторов не получило распространения, так как ведет к удорожанию и усложнению источника.

Наиболее популярным и широко используемым методом уменьшения ТКН источника опорного напряжения является термокомпенсация с использованием специальных дополнительных элементов. Применение этого метода предполагает для компенсации ТКН стабилитронов с положительным ТКН включение последовательно с ними нескольких диодов или стабилитронов в прямом направлении. Точность термокомпенсации ограничивается при этом различными значениями ТКН у компенсируемых и компенсирующих элементов. Расчетное значение погрешности термокомпенсации в данном случае не превышает 0,05%. Компенсация дополнительными *p-n* переходами широко используется при производстве стабилитронов с внутренней термокомпенсацией (например, КС211Б, КС211В и др.).

Если термокомпенсацию производить в динамическом режиме регулировкой тока через компенсирующие диоды и подбором их количества, точность термокомпенсации существенно возрастает.

Аналогично производится термокомпенсация с помощью терморезисторов. Общий недостаток в схемах с компенсирующими элементами — повышенное дифференциальное сопротивление стабилитрона и необходимость обеспечения достаточно хорошей тепловой связи между элементами.

Для компенсации ТКН стабилитронов с напряжением стабилизации менее 6 В (КС147А, КС139А и т. д.) может быть использовано включение терморезистора R_t последовательно с балластным резистором $R'_б$ в цепи стабилитрона. Такое схемное решение позволяет не увеличивать дифференциальное сопротивление стабилитрона. Компенсация нестабильности $U_{ст}$, вызванная изменением температуры, происходит в этом случае за счет изменения тока стабилизации и соответствующего падения напряжения на стабилитроне ($r_{ст}$). Суммарная величина $R_б = R'_б + R_t$ выбирается такой, чтобы изменения R_t с температурой (на 1°С) ΔR_t приводили к приращению $I_{ст}$, равному

$$\Delta I_{ст} = I_{ст} \Delta R_t / R_t.$$

Для компенсации необходимо, чтобы

$$\Delta I_{ст} = -\Delta U_{ст} / r_{ст},$$

где $\Delta U_{ст}$ — изменение опорного напряжения стабилитрона при изменении температуры на 1°С.

Еще один метод термостабилизации (наиболее простой и эффективный в радиолюбительских условиях) опорного напряжения заключается в применении специальных термокомпенсированных ста-

билитронов с низким ТКН, например, серии Д818. Если при использовании таких стабилитронов принять меры по стабилизации тока, протекающего через стабилитрон, например, так, как это сделано в стабилизаторе по рис. 47, можно получить достаточно термостабильный источник питания.

Другой способ термокомпенсации заключается в получении необходимой зависимости коэффициента деления n от температуры. С этой целью возможно:

а) Включение термочувствительных резисторов в одно из плеч делителя выходного или опорного напряжения. Например, можно последовательно с резистором R_2 (см. рис. 16) включить резистор R'_2 с положительным ТКН (медный, например). В этом случае с ростом температуры значение n увеличивается.

Сопротивление резистора R'_2 определяется по формуле

$$R'_2 = \frac{\gamma_0 \underset{(-)}{+} \gamma_{ЭБ}}{10\alpha_R U_0} \frac{n}{1-n} R_Д,$$

где γ_0, $\gamma_{ЭБ}$ — соответственно ТКН стабилитрона и напряжения $U_{ЭБ}$ транзистора УПТ, мВ/°С; α_R — относительный температурный коэффициент сопротивления (ТКС) резистора R'_2, %/°С; U_0 — опорное напряжение, В; $R_Д = R_1 + R_2$. Знак минус в скобках относится к схемам сравнения обратного включения.

б) Использование диодов в прямом направлении, включаемых в одно из плеч делителя, либо шунтирование резистора R_1 полупроводниковым терморезистором с отрицательным ТКС.

Условием термокомпенсации является равенство нулю результирующего температурного коэффициента стабилизатора.

Несколько слов о влиянии тока $I_{КБО}$ усилительного транзистора на дрейф выходного напряжения в зависимости от температуры. Поскольку в схеме на рис. 16, *б* этот ток и базовый ток регулирующего транзистора находятся в противофазе, увеличение $I_{КБО}$ с ростом температуры уменьшает ток регулирующего транзистора и выходное напряжение. Поэтому в этой схеме для дополнительной температурной компенсации в усилителе целесообразно использовать транзисторы с бо́льшим значением $I_{КБО}$. В схеме по рис. 35 увеличение тока $I_{КБО}$, находящегося в фазе с базовым током регулирующего транзистора, вызывает возрастание выходного напряжения. В этом случае необходимо использовать кремниевые транзисторы с минимальным значением $_{КLО}$.

В дифференциальных УПТ (см. рис. 21) происходит взаимная компенсация влияния токов $I_{КБО}$ обоих транзисторов.

В заключение следует отметить, что точный расчет цепей термостабилизации затруднителен ввиду многообразия факторов и большого разброса параметров полупроводниковых приборов, входящих в схему. Поэтому в радиолюбительских условиях вначале производится ориентировочный расчет на основании приведенных выше соображений, а точная подгонка осуществляется в реальной схеме.

Очень важно, чтобы термочувствительные элементы стабилизатора (стабилитрон, компенсирующие диоды и резисторы, транзистор усилителя сигнала рассогласования) находились в одинаковых температурных условиях. С этой целью их желательно заключать в пас-

сивные термостаты, например, в виде теплопроводящих футляров. Это увеличивает температурную стабильность стабилизатора при резких изменениях температуры, так как в этом случае температура всех термочувствительных элементов меняется медленно и одинаково.

Кроме обеспечения температурной стабильности выходного напряжения, важное значение при построении стабилизаторов имеет проблема их устойчивости. Полупроводниковые стабилизаторы с УПТ в цепи обратной связи часто склонны к неустойчивой работе. Она характеризуется появлением на выходе высокочастотных паразитных колебаний, амплитуда которых может быть сравнима с выходным напряжением. Стабилизатор при этом превращается в генератор и теряет работоспособность.

Устранение генерации в простейших случаях (однокаскадный усилитель в цепи обратной связи) обычно достигается подбором емкости конденсатора между коллектором и базой усилительного транзистора, который играет роль гибкой отрицательной обратной связи, и увеличением выходной емкости стабилизатора. Однако в стабилизаторах напряжения с составными регулирующими транзисторами и многокаскадными УПТ это может не дать желаемого эффекта.

Анализ устойчивости таких стабилизаторов не дает достаточно точных результатов, так как коэффициенты передачи и частотные параметры транзисторов имеют большие разбросы, а применяемые электролитические конденсаторы имеют большую собственную индуктивность. Кроме того, важную роль играет качество монтажа стабилизатора.

Для повышения устойчивости сложных стабилизаторов следует увеличивать постоянные времени регулирующего или усилительных звеньев. Для этого базу регулирующего транзистора можно соединить с общей шиной конденсатором емкостью 0,05—0,5 мкФ. Иногда самовозбуждение устраняется шунтированием перехода база — эмиттер одного из транзисторов составного регулирующего транзистора конденсатором емкостью 1—10 мкФ. Необходимо учитывать, что применение конденсаторов ухудшает параметры стабилизатора (снижает быстродействие), поэтому их емкость следует выбрать минимальной. Кроме того, большие емкости конденсаторов могут быть причиной повреждения транзисторов при переходных процессах в схеме.

Особенно важно обеспечить устойчивость работы стабилизаторов при максимальной и минимальной температурах окружающей среды. С повышением температуры растут коэффициенты передачи тока транзисторов, что может понизить запасы по устойчивости. С понижением температуры уменьшается емкость электролитических конденсаторов, что также снижает запасы по устойчивости стабилизаторов и может привести к режиму самовозбуждения.

Ухудшение устойчивости может иметь место и по причинам, не связанным с усилительными и частотными свойствами транзисторов и других элементов. Одна из таких причин — неправильный выбор вспомогательных резисторов в составном регулирующем транзисторе. Если их сопротивление завышено, при скачкообразном уменьшении нагрузки стабилизатор может выйти из режима стабилизации.

Еще одна причина неустойчивости связана с влиянием индуктивности монтажных проводов. В определенных условиях (например, импульсная нагрузка) монтажный провод представляет собой достаточно большое индуктивное сопротивление, которое существенно

ухудшает выходное сопротивление стабилизатора. Длину монтажных проводов следует делать минимальной, а выходные конденсаторы $C_н$ необходимо подключать непосредственно к выходным выводам стабилизатора. Это уменьшает влияние проводов.

Если потребитель находится далеко от стабилизатора (1 м и более), то при импульсном изменении тока нагрузки напряжение на ней будет сильно меняться, кроме того, возможно появление больших импульсных помех. Для уменьшения этих помех необходимо ставить накопительные конденсаторы непосредственно у потребителя.

НАЛАЖИВАНИЕ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Перед включением смонтированного стабилизатора необходимо проверить изоляцию коллекторов регулирующих транзисторов (или изоляцию их радиаторов) от общей шины, просмотреть монтаж и убедиться в отсутствии обрывов и коротких замыканий. Если в стабилизаторе предусмотрена регулировка выходного напряжения, то потенциометр должен быть в среднем положении. На выходе стабилизатора необходимо включить нагрузку, обеспечивающую нагрузочный ток, равный 30—50% его номинального значения.

Обычно правильно рассчитанный и смонтированный стабилизатор налаживания не требует и работает сразу же после включения. Вместе с тем необходимо иметь в виду, что даже незначительная ошибка в монтаже может привести к выходу из строя транзисторов при первом же включении. Поэтому при первом включении и наладке должны быть приняты необходимые меры предосторожности.

Для налаживания стабилизированного источника питания необходимы автотрансформатор, выпрямитель со сглаживающим фильтром, вольтметр, милливольтметр, амперметр постоянного тока и чувствительный осциллограф (например, С1-8, ЭНО-1 и др.). Включение перечисленных приборов при налаживании стабилизатора последовательного типа показано на рис. 56. Вольтметром V_3 замеряется падение напряжения на регулирующем транзисторе.

Входное напряжение стабилизатора необходимо увеличивать с нуля, контролируя одновременно показания приборов. В правильно собранном стабилизаторе с увеличением входного напряжения напряжение, фиксируемое вольтметром V_3, должно вначале увеличиться до 0,5—2 В и далее не меняться, пока выходное напряжение (на V_2) не достигнет номинального значения. Выходное напряжение и его пульсации, наблюдаемые на экране осциллографа, должны плавно увеличиваться. Момент начала стабилизации определяется по резкому уменьшению пульсаций выходного напряжения стабилизатора и неизменному значению показаний вольтметра V_2. С дальнейшим повышением входного напряжения начинают резко расти показания вольтметра V_3, так как увеличивается падение напряжения на регулирующем транзисторе стабилизатора. В этом режиме при вращении ручки регулирующего потенциометра должны изменяться выходное напряжение стабилизатора и показания вольтметра V_3.

Далее проверяется работоспособность стабилизатора при минимальном и максимальном входном напряжении (напряжении сети) и максимальном токе нагрузки $I_{н.макс}$. В правильно рассчитанном стабилизаторе при минимальном входном напряжении $U_{вх.мин}$ и максимальном токе $I_{н.макс}$ напряжение V_3 должно быть на 0,5—1 В больше $U_{КЭ\,мин}$, т. е. того значения $U_{КЭ}$ регулирующего транзистора, при котором стабилизатор выходит из режима стаби-

лизации, что определяется по резкому возрастанию пульсаций выходного напряжения. В противном случае необходимо подобрать значение $U_{КЭ}$, увеличивая напряжение $U_{вх.мин}$.

После этого при токе нагрузки $I_{н.макс}$ устанавливают максимальное входное напряжение $U_{вх.макс}$. Наблюдение продолжается в течение 15—20 мин, пока не установится температура регулирующего транзистора. Стабилизатор при этом не должен выходить из режима стабилизации. Затем ток нагрузки скачком уменьшают до минимального значения $I_{н.мин}$. Если при этом стабилизатор не выходит из режима стабилизации, то это говорит о его работоспособ-

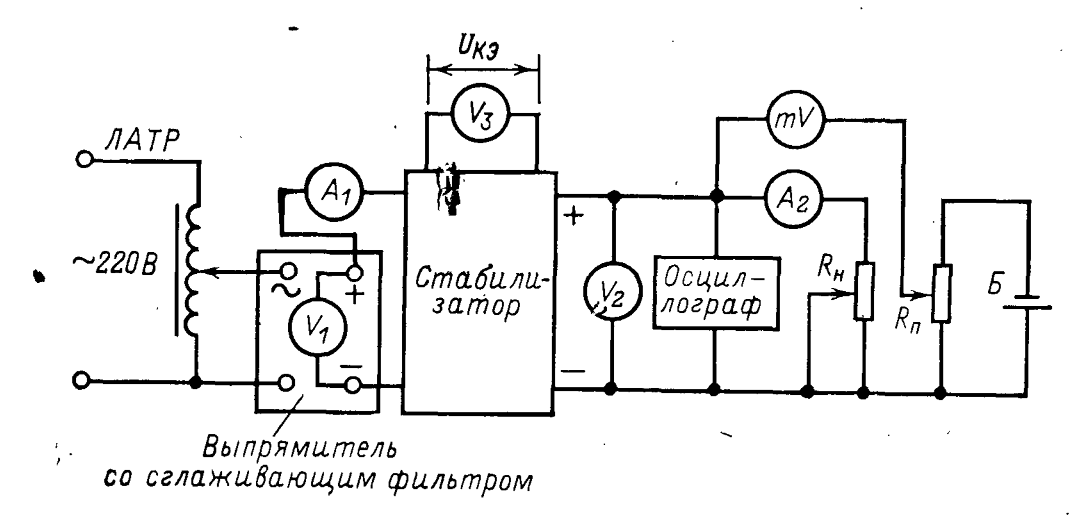


Рис. 56. Включение приборов при настройке стабилизатора.

ности. В противном случае необходимо облегчить режим работы регулирующего транзистора (взять более мощный транзистор). На этом налаживание заканчивается.

При налаживании стабилизаторов во всех случаях замены деталей запрещается проводить любую перепайку под напряжением. Это особенно важно при перепайке базовых цепей транзисторов. Отпайка или обрыв цепи базы при включении питания может привести к выходу из строя всех транзисторов стабилизатора.

В заключение налаживания определяют коэффициенты стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора. Для этого необходимо установить номинальные входное напряжение и ток нагрузки. Нестабильность выходного напряжения целесообразно измерять компенсационным методом, обеспечивающим более точное ее определение. С этой целью необходимо подобрать батарею *Б* (путем последовательного соединения любых элементов, например КБС, «Крона» и т. д.) напряжением, несколько большим значения $U_н$. Затем вращением потенциометра $R_п$ * необходимо добиться нулевых показаний милливольтметра (рис. 56) и зафиксировать значения $U_н$ и $I_н$ по вольтметру V_2 и амперметру A_2. Затем, уменьшив ток нагрузки до

---

* Сопротивление резистора $R_п$ выбирается таким, чтобы потенциал движка потенциометра практически не менялся в процессе измерений: $R_п \approx E_б/0{,}01Q_б$, где $Q_б$ — емкость батареи в ампер-часах; $E_б$ — э. д. с. батареи.

минимального значения $I_{н.мин}$, необходимо зафиксировать показания милливольтметра mV. Выходное сопротивление в омах определяется по формуле

$$R_{вых}=\frac{mV}{I_н-I_{н.мин}},$$

где mV — показания милливольтметра, мВ; $I_н$, $I_{н.мин}$ — ток нагрузки, мА.

После этого необходимо вновь восстановить номинальный ток нагрузки (милливольтметр должен показывать нуль) и замерить напряжение на входе стабилизатора $U_{вх}$. Затем, уменьшив автотрансформатором переменное напряжение до значения, при котором напряжение на входе стабилизатора равно $U_{вх.мин}$, снять показания милливольтметра. Коэффициент стабилизации определяется по формуле

$$K'_{ст}\approx\frac{(U_{вх}-U_{вх.мин})\,U_н}{mVU_{вх}}.$$

Для более точного определения $K_{ст}$ необходимо провести аналогичный замер, но при повышении $U_{вх}$ стабилизатора до значения $U_{вх.макс}$ и определить значение

$$K''_{ст}\approx\frac{(U_{вх.макс}-U_{вх})\,U_н}{mVU_{вх}}.$$

Коэффициент стабилизации стабилизатора определяется как среднее арифметическое значений $K'_{ст}$ и $K''_{ст}$, т. е.

$$K_{ст}=(K'_{ст}+K''_{ст})/2.$$

В том случае, если в стабилизаторе предусмотрена регулировка выходного напряжения, по изложенной методике можно определить его характеристики во всем рабочем диапазоне.

ПРИЛОЖЕНИЕ

РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ ДЛЯ СТАБИЛИЗАТОРА ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ, ПИТАЮЩЕГОСЯ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Выпрямители используются для преобразования переменного напряжения питающей сети в постоянное требуемой для работы стабилизатора величины. Выпрямительное устройство состоит из силового трансформатора, преобразующего напряжение питающей сети, вентилей, осуществляющих выпрямление переменного напряжения, и сглаживающего фильтра.

В качестве вентилей в радиолюбительской практике чаще всего используются полупроводниковые диоды (германиевые и кремниевые). Основные параметры некоторых выпрямительных диодов приведены в табл. 9.

Для режима работы выпрямителя принципиальное значение имеет схема сглаживающего фильтра. В стабилизаторах малой и средней мощности (до 100 Вт) в радиолюбительской практике обычно используются выпрямители, работающие на фильтр, начинающийся с емкости. Эти выпрямители обладают более низким к. п. д. по сравнению с выпрямителями, работающими на индуктивность, однако позволяют получить хорошее сглаживание выпрямленного напряжения при малых размерах фильтра.

Расчет выпрямителя сводится к выбору схемы и типа вентилей, расчету их режима и определению параметров трансформатора и сглаживающего фильтра.

Исходными данными для расчета выпрямителя являются: выпрямленное напряжение E_0; выпрямленный ток I_0; коэффициент пульсаций на емкость фильтра $k_{п0}=100E_{\sim 0}/E_0$, где $E_{\sim 0}$ — амплитуда первой гармоники пульсации на емкости C_0 фильтра; напряжение питающей сети $U_с$; частота питающей сети f (далее полагается, что сеть однофазная).

В соответствии с данными расчета стабилизатора напряжения (см. с. 73—76): $E_0=U_{вх}$, $I_0=I_{вх}$, $k_{п0}=100a_п$.

Выбор схемы выпрямителя определяется мощностью стабилизатора напряжения, степенью сглаживания выпрямленного напряжения, количеством вентилей, коэффициентом использования мощности трансформатора и др. В радиолюбительской практике нашли применение однополупериодная, двухполупериодная со средней точкой и мостовая схемы выпрямителей. Реже используется симметричная схема удвоения напряжения.

Однополупериодная схема обычно применяется при выпрямленных мощностях до 5 Вт и в тех случаях, когда не требуется высокой степени сглаживания выпрямленного напряжения. Число вентилей в этом случае минимально, а частота пульсации выпрямленного напряжения равна частоте сети.

Двухполупериодная схема со средним выводом обмотки трансформатора может использоваться при выпрямленных мощностях до 30—50 Вт. Частота пульсаций в этой схеме в 2 раза больше частоты питающей сети. Однако число вентилей возрастает в 2 раза по сравнению с однополупериодной схемой.

Мостовая схема характеризуется хорошим использованием мощности трансформатора и может быть рекомендована для стабилизаторов средней мощности (до 100 Вт и более). Обратное напряжение

Таблица 9

Тип диода	Электрические параметры		Предельные эксплуатационные данные			Материал
	$U_{пр}$, В	$I_{обр}$, мА	$U_{обр}$, В	$I_{выпр}$, А	$T_с$, °С	
Д7А	0,5	0,1	35	0,3	От 55 до 70	Германий
Д7Б	0,5	0,1	60	0,3	От 55 до 70	"
Д7В	0,5	0,1	90	0,3	От 55 до 70	"
Д7Г	0,5	0,1	125	0,3	От 55 до 70	"
Д7Д	0,5	0,1	190	0,3	От 55 до 70	"
Д7Е	0,5	0,1	220	0,3	От 55 до 70	"
Д7Ж	0,5	0,1	250	0,3	От 55 до 70	"
Д202	1,0	0,5	100	0,4	От 55 ло 85	Кремний
Д203	1,0	0,5	200	0,4	От 55 до 85	"
Д204	1,0	0,5	300	0,4	От 55 до 85	"
Д205	1,0	0,5	400	0,4	От 55 до 85	"
Д302	0,3	0,8	120	1,0	От —60 до +70	Германий
Д302А	0,3	1,2	120	1,0	От —55 до +55	"
Д303	0,35	1,0	120	2,5	От —60 до +70	"
Д303А	0,35	1,2	120	2,5	От —55 до +55	"
Д304	0,3	2,0	100	5,0	От —60 до +70	"
Д305	0,35	2,5	50	6,5	От —60 до +70	"
Д242	1,2	3,0	100	10	От —55 до +125	Кремний
Д242А	1,0	3,0	100	10	От —55 до +125	"
Д242Б	1,5	3,0	100	5	От —55 до +125	"
Д243	1,2	3,0	200	10	От —55 до +125	"
Д243А	1,0	3,0	200	10	От —55 до +125	"
Д243Б	1,5	3,0	200	5	От —55 до +125	"
Д245	1,2	3,0	300	10	От —55 до +125	"
Д245А	1,0	3,0	300	10	От —55 до +125	"
Д245Б	1,5	3,0	300	5	От —55 до +125	"
Д246	1,2	3,0	400	10	От —55 до +125	"
Д246А	1,0	3,0	400	10	От —55 до +125	"
Д246Б	1,5	3,0	400	5	От —55 до +125	"
Д247	1,2	3,0	500	10	От —55 до +125	"
Д247Б	1,5	3,0	500	5	От —55 до +125	"
Д248Б	1,5	3,0	600	5	От —55 до +125	"

Примечание. Обозначение параметров диодов: $U_{пр}$ — постоянное прямое напряжение; $I_{обр}$ — средний обратный ток; $U_{обр}$ — обратное напряжение (амплитудное значение) при +50°С; $I_{выпр}$ — средний выпрямленный ток при +50°С; $T_с$ — диапазон рабочей температуры окружающей среды.

Тип схемы выпрямителя	m	$I_{0в}$	$U_{обр}$	$I_{макс}$	k_r
Однополупериодная (однофазная)	1	I_0	$\approx 3E_0$	$\approx 7I_0$	2,3
Двухполупериодная (двухфазная)	2	$I_0/2$	$\approx 3E_0$	$\approx 3,5I_0$	4,7
Мостовая однофазная	2	$I_0/2$	$\approx 1,5E_0$	$\approx 3,5I_0$	3,5
Удвоения напряжения	1	I_0	$\approx 1,5E_0$	$\approx 7I_0$	0,9

Примечание: n—коэффициент трансформации, $n \approx U_{2х.х}/U_1$; P_0—мощность выпря-

на вентиле в 2 раза меньше, чем для двухполупериодной схемы со средней точкой, а частота пульсаций такая же.

Выбор вентилей в каждой из перечисленных схем производится по значениям среднего выпрямленного тока вентиля $I_{0в}$, обратного напряжения на вентиле $U_{обр}$ и максимального тока вентиля $I_{макс}$, определяемым по приближенным формулам из табл. 10. По формулам этой же таблицы определяются внутреннее сопротивление выпрямителя $R_в$, напряжение холостого хода на вторичной обмотке трансформатора $U_{2х.х}$, действующие значения тока вторичной обмотки I_2 и тока через вентиль $I_в$, действующее значение тока первичной обмотки I_1 (без учета тока холостого хода) и габаритная мощность трансформатора $P_{габ}$.

Внутреннее сопротивление германиевых и кремниевых диодов определяется по формуле $R_i = U_{пр}/(3I_{0в})$.

Число последовательно включенных вентилей в плечи выпрямителя определяется по формуле $N = U_{обр}/U_{обр.д}$. При последовательном соединении диодов их необходимо шунтировать выравнивающими резисторами. Диоды с $I_{обр} < 0,1$ мА рекомендуется шунтировать резисторами из расчета 70 кОм на каждые 100 В обратного напряжения, а диоды с $I_{обр} > 0,1$ мА — из расчета 10—15 кОм на каждые 100 В обратного напряжения.

Сопротивление обмоток трансформатора (Ш-образного), приведенное к фазе вторичной обмотки, определяется по приближенной формуле

$$r_{тр} \approx k_r \frac{E_0}{I_0 f B} \sqrt[4]{\frac{fB}{E_0 I_0}},$$

где B — магнитная индукция в магнитопроводе трансформатора, Т.

Коэффициенты B_0 и D_0 определяются по значению основного расчетного коэффициента $A_0 = I_0 R_в/(E_0 m)$ по приближенным формулам: $B_0 = 0,75 + 4A_0$, $D_0 = 2,3 - 3A_0$.

Выходная емкость выпрямителя в микрофарадах приближенно определяется по формуле

$$C_0 = 25 \cdot 10^6 A_0/(mR_в f k_{п0}).$$

Таблица 10

$R_в$	$U_{2х.х}$	I_2	$I_в$	I_1	$P_{габ}$
$R_i + r_{тр}$	B_0E_0	D_0I_0	D_0I_0	$n\sqrt{I^2_2 - I^2_0}$	$2P_0$
$R_i + r_{тр}$	B_0E_0	$D_0\frac{I_0}{2}$	$D_0\frac{I_0}{2}$	$nI_2\sqrt{2}$	$1,7P_0$
$2R_i + r_{тр}$	B_0E_0	$D_0\frac{I_0}{\sqrt{2}}$	$D_0\frac{I_0}{2}$	nI_2	$1,5P_0$
$R_i + r_{тр}$	$B_0\frac{E_0}{2}$	$D_0I_0\sqrt{2}$	D_0I_0	nI_2	$1,5P_0$

мителя, $P_0 = U_0I_0$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Источники электропитания на полупроводниковых приборах/ Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. М.: Советское радио, 1969. — 448 с.

Китаев В. Е., Бокуняев А. А., Колканов М. Ф. Электропитание устройств связи. М.: Связь, 1975. — 328 с.

Розенблат М. И., Михайлов Г. Х. Источники калиброванных напряжений постоянного тока. М.: Энергия, 1976. — 208 с.

Карпов В. И. Полупроводниковые компенсационные стабилизаторы напряжения и тока/ 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергия, 1967. — 176 с.

Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. М.: Советское радио, 1974. — 312 с.

Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем/ 3-е изд. перераб. и доп. М.: Энергия, 1973. — 608 с.

Малогабаритная радиоаппаратура. Справочник радиолюбителя/ 3-е изд. перераб. и доп. Киев: Наукова думка, 1976. — 559 с.

Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/ Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. 4-е изд перераб. и доп. М.: Энергия, 1977. — 774 с.

Диоды и тиристоры/ Под общ. ред. А. А. Чернышева. М.: Энергия, 1975. — 200 с.

Назаров С. В. Параллельный стабилизатор напряжения с высоким к. п. д. — В кн.: В помощь радиолюбителю, вып. 43. М., ДОСААФ, 1973, с. 55—62.

Назаров С. В. Улучшение транзисторных стабилизаторов. — Радио, 1970, № 7, с. 43, 44.

Назаров С. В. Стабилизатор напряжения. — Радио, 1969, № 3, с. 34.

Назаров С. В. Защита транзисторных стабилизаторов напряжения от перегрузок. — Радио, 1974, № 4, с. 42, 43, 51.

Жигалов В. Д. и др. Линейная полупроводниковая схема К181ЕН1. — Электронная промышленность, 1974, № 11, с. 59—61.

Попович Б. К1УТ401Б в стабилизаторе напряжения. — Радио, 1974, № 11, с. 30.

Лапшин В., Крылов В., Зайцев. Стабилизаторы напряжения на операционных усилителях. — Радио, 1975, № 12, с. 51—52.

Будяков В. Микросхемы в стабилизаторах напряжения. — Радио, 1976, № 6, с. 44.

Гижа И., Курылюк Я. Операционный усилитель в радиолюбительской аппаратуре. — Радио, 1976, № 5, с. 38, 39.

Шушурин В. Блок питания для транзисторов. — Радио, 1975, № 8, с. 20.

СОДЕРЖАНИЕ